



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA



INSTITUTO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA

**CONVERSORES CC-CC NÃO-ISOLADOS DE ALTO GANHO E  
DE ALTO RENDIMENTO DESTINADOS A APLICAÇÕES  
FOTOVOLTAICAS E BASEADOS NO CONVERSOR BOOST  
COM CÉLULAS DE GANHO**

Lenon Schmitz

Florianópolis  
2015



Lenon Schmitz

**CONVERSORES CC-CC NÃO-ISOLADOS DE ALTO GANHO E  
DE ALTO RENDIMENTO DESTINADOS A APLICAÇÕES  
FOTOVOLTAICAS E BASEADOS NO CONVERSOR BOOST  
COM CÉLULA DE GANHO**

Dissertação submetida ao Programa de  
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
da Universidade Federal de Santa  
Catarina para obtenção do Grau de  
Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Roberto Francisco  
Coelho, Dr.

Coorientador: Prof. Denizar Cruz  
Martins, Dr.

Florianópolis  
2015

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Schmitz, Lenon

Conversores cc-cc não-isolados de alto ganho e de alto rendimento destinados a aplicações fotovoltaicas e baseados no conversor Boost com células de ganho / Lenon Schmitz ; orientador, Roberto Francisco Coelho ; coorientador, Denizar Cruz Martins. - Florianópolis, SC, 2015.

261 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.

Inclui referências

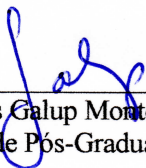
1. Engenharia Elétrica. 2. Conversores cc-cc não-isolados. 3. Alto ganho. 4. Alto rendimento. 5. Célula de ganho. I. Coelho, Roberto Francisco. II. Martins, Denizar Cruz. III. Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Lenon Schmitz

**CONVERSORES CC-CC NÃO-ISOLADOS DE ALTO GANHO E  
DE ALTO RENDIMENTO DESTINADOS À APLICAÇÕES  
FOTOVOLTAICAS E BASEADOS NO CONVERSOR BOOST  
COM CÉLULA DE GANHO**

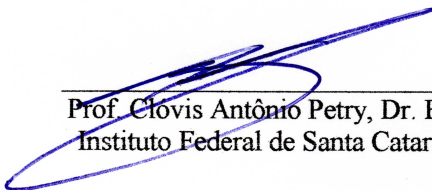
‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre, Área de Concentração em Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica’.

Florianópolis, 18 de setembro de 2015.



Prof. Carlos Galup Montoro, Dr. Ing.  
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

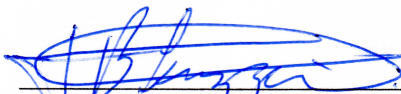
Banca Examinadora:



Prof. Clóvis Antônio Petry, Dr. Eng.  
Instituto Federal de Santa Catarina



Prof. Marcelo Lobo Heldwein, Dr. Sc. ETH  
Universidade Federal de Santa Catarina



Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr. Eng.  
Universidade Federal de Santa Catarina



Aos meus pais.





## AGRADECIMENTO

Aos meus pais Hédio e Jane e à minha irmã Larissa, pelo apoio, carinho e incentivo. Sobretudo aos meus pais que foram corajosos para vencer as dificuldades impostas pelo meu nascimento, quando ainda eram adolescentes. Serei eternamente grato pelo seu esforço e dedicação em prol de minha educação e bem estar. À minha namorada Heloísa pelo carinho e compreensão nos momentos de ausência. A todos os meus familiares e amigos que me apoiaram e de uma forma ou outra contribuíram para minha formação. Amo vocês.

Aos professores Roberto Coelho e Denizar Martins, pela orientação, confiança e sabedoria transmitida, não apenas durante este trabalho, como também nos três anos em que fui bolsista de iniciação científica no INEP.

A todos os demais professores do INEP pelas aulas ministradas, em especial: ao professor Ivo Barbi pela didática exemplar, que muito me serve de inspiração; ao professor Arnaldo Perin pelo seu esforço para que as compras dos componentes fossem realizadas; ao professor Marcelo Lobo por ter me inserido no laboratório; e aos professores Samir Mussa, Telles Lazzarin e Gierri Waltrich pelo convívio e conhecimentos repassados.

Aos membros da banca pelas correções e sugestões para melhoria do trabalho.

Aos técnicos Antônio Pacheco e Luiz Coelho pelo auxílio e suporte técnico. Ao secretário Diogo Duarte pelo excelente trabalho em manter o laboratório sempre organizado e em funcionamento.

Aos amigos de turma de mestrado André Andreta, Luis Juarez, Rafael Eckstein e Diego Solano, pela ajuda e parceria.

Aos demais colegas de laboratório. Em especial agradeço ao amigo Eduardo Valmir, pelas dúvidas esclarecidas e pelo apoio técnico durante todos esses anos de laboratório. Agradeço também ao Henrique Mamede e ao Márcio Ortmann pelos materiais disponibilizados.

Por fim, agradeço ao povo brasileiro, que com seu trabalho e impostos permitiu o financiamento integral das pesquisas realizadas durante o desenvolvimento desta dissertação.



“O essencial é estar bem consigo mesmo.”  
(Voltaire)



## RESUMO

Esta dissertação apresenta um estudo sobre conversores cc-cc não-isolados aplicados ao processamento de energia solar fotovoltaica e baseados no conversor *Boost*. Tais conversores possuem alto rendimento e elevado ganho estático em virtude da utilização de células de ganho, cujo conceito é definido neste trabalho. O princípio de funcionamento dos conversores, as principais formas de onda e os esforços nos componentes são analisados para o modo de condução contínua, independentemente da célula de ganho empregada. Uma metodologia para criação das células de ganho é desenvolvida, bem como uma breve extensão desse conceito. O estudo realizado é avaliado em dois protótipos: o primeiro é desenvolvido apenas para comparar os ganhos de tensão teórico e experimental de diferentes células de ganho; enquanto o segundo é construído a partir de um algoritmo de otimização desenvolvido para maximizar o rendimento de um conversor de 200 W, integrado a um módulo fotovoltaico. Ademais, uma nova e eficiente técnica de rastreamento de máxima potência é implementada em conjunto com o conversor otimizado.

Palavras-chave: Alto rendimento. Célula de ganho. Conversores cc-cc não-isolados. Fotovoltaico. Ganho estático elevado.



## **ABSTRACT**

This work presents a study on non-isolated dc-dc converters applied to photovoltaic solar energy processing based on the conventional Boost converter. Such converters demonstrate high efficiency and high step-up gain due to the usage of gain cells, whose concept is defined in this work. The operating principle, the key waveforms and the components stresses are analyzed for continuous conduction mode independently of the employed gain cell. A methodology to create the gain cells is developed, as well as a brief extension of this concept. The conducted study is evaluated in two prototypes: the first is just developed for the comparison of theoretical and experimental voltage static gain of different gain cells; while the second is dimensioned by an optimization algorithm developed to maximize the efficiency of a 200 W photovoltaic module integrated converter. Moreover, a new and efficient maximum power tracking method is implemented together with the optimized converter.

**Keywords:** Gain cell. High step-up. High Efficiency. Non-isolated dc-dc converters. Photovoltaic.





## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 – Sistema convencional: módulos fotovoltaicos conectados em série ( <i>string</i> ) com conversor cc-cc e conversor cc-ca centralizados.....	43
Figura 1.2 – Sistema I: módulos fotovoltaicos com conversores cc-cc individuais interligados em série e conversor cc-ca centralizado.....	44
Figura 1.3 – Sistema II: módulos fotovoltaicos com conversores cc-cc individuais interligados em paralelo e conversor cc-ca centralizado. ....	45
Figura 1.4 – Sistema III: módulos fotovoltaicos com conversores cc-cc e conversores cc-ca individuais. ....	45
Figura 2.1 – Exemplos de conversores cc-cc não-isolados baseados no conversor <i>Boost</i> utilizando as técnicas de: (a) cascadeamento, (b) multiplicação de tensão e (c) acoplamento de indutores. ....	50
Figura 2.2 – (a) Conversor <i>Boost-Flyback</i> proposto por [19]; (b) Conversor <i>Boost-Flyback</i> redesenhado; e (c) Conversor proposto por [18]. ....	52
Figura 2.3 – Variações topológicas apresentadas em [43]. ....	53
Figura 2.4 – (a) Conversor proposto por [26]; (b) Conversor proposto por [28]; e (c) Variação topológica padrão. ....	54
Figura 2.5 – (a) Conversor proposto por [27]; (b) Conversor proposto por [25]; e (c) Variação topológica padrão. ....	55
Figura 2.6 – (a) Conversor proposto por [24]; e (b) Variação topológica padrão. ....	55
Figura 2.7 – (a) Conversor proposto por [29]; e (b) Variação topológica padrão. ....	56
Figura 2.8 – Conversor proposto por [23] ou variação topológica padrão. .	56
Figura 2.9 – Variações topológicas padrão de conversores cc-cc baseados no conversor <i>Boost</i> destacando a célula de ganho. ....	57
Figura 2.10 – Generalização dos conversores <i>Boost</i> com célula de ganho. .	57
Figura 2.11 – Exemplos de células de ganho. ....	58
Figura 2.12 - Etapas de operação do conversor <i>Boost</i> operando no MCC. .	59
Figura 2.13 – Tensão nos terminais do indutor $L_2$ em MCC. ....	60
Figura 2.14 – Circuito equivalente do conversor <i>Boost</i> com a célula de ganho I. ....	61

Figura 2.15 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho I. ....	61
Figura 2.16 – Etapas de operação da célula de ganho I em MCC. ....	61
Figura 2.17 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho II. ....	62
Figura 2.18 – Etapas de operação da célula de ganho II em MCC. ....	62
Figura 2.19 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho III. ....	63
Figura 2.20 – Etapas de operação da célula de ganho III em MCC. ....	63
Figura 2.21 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho IV. ....	64
Figura 2.22 – Etapas de operação da célula de ganho IV em MCC. ....	64
Figura 2.23 – Circuito equivalente da tensão fornecida pela célula V. ....	65
Figura 2.24 – Etapas de operação da célula de ganho V em MCC. ....	65
Figura 2.25 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho VI. ....	66
Figura 2.26 – Etapas de operação da célula de ganho VI em MCC. ....	66
Figura 2.27 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho VII. ....	67
Figura 2.28 – Etapas de operação da célula de ganho VII em MCC. ....	68
Figura 2.29 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho VIII. ....	68
Figura 2.30 – Etapas de operação da célula de ganho VIII em MCC. ....	69
Figura 2.31 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho IX. ....	70
Figura 2.32 – Etapas de operação da célula de ganho IX em MCC. ....	70
Figura 2.33 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho X. ....	71
Figura 2.34 – Etapas de operação da célula de ganho X em MCC. ....	72
Figura 2.35 – Etapas de operação do conversor <i>Boost</i> operando no MCD. ....	74
Figura 2.36 – Tensão nos terminais do indutor $L_2$ em MCD. ....	75

Figura 2.37 – Modelo elétrico do indutor acoplado ideal com indutor magnetizante refletido para o primário. ....	75
Figura 2.38 – Análise do valor médio da corrente $i_2$ para célula de ganho V. ....	76
Figura 2.39 – Tensão e corrente no indutor magnetizante $L_m$ no MCD. ....	77
Figura 2.40 – Tensão e corrente no indutor magnetizante $L_m$ no MCCr. ....	79
Figura 2.41 – Exemplo de análise da condução crítica através de $K_{crit}$ . ....	80
Figura 2.42 – Exemplo de característica externa dos conversores analisados. ....	81
Figura 3.1 – Modelo comutado do conversor <i>Boost</i> com célula de ganho considerando o fluxo disperso no acoplamento dos indutores. ....	83
Figura 3.2 – (a) modo 1 e (b) modo 2 para célula de ganho IX. ....	84
Figura 3.3 – Etapas de operação do conversor <i>Boost</i> com células de ganho de polaridade positiva. ....	86
Figura 3.4 – Principais formas de onda do conversor <i>Boost</i> utilizando células de ganho de polaridade positiva (a) e de polaridade negativa (b). ..	87
Figura 3.5 – Principais formas de onda do conversor <i>Boost</i> utilizando a célula de ganho I (a) e a célula de ganho II (b). ....	89
Figura 3.6 – Etapas de operação do conversor <i>Boost</i> com células de ganho de polaridade negativa. ....	90
Figura 3.7 – Formas de onda das correntes $i_{Lm}$ , $i_{Lk}$ e $i_2$ desconiderando a 2ª e a 5ª etapas. ....	92
Figura 3.8 – Variações topológicas para os conversores <i>Boost</i> com célula de ganho. ....	102
Figura 3.9 – Correntes de entrada para (a) polaridade positiva e (b) polaridade negativa. ....	103
Figura 3.10 – Valores eficazes das correntes de entrada para diferentes variações topológicas do conversor <i>Boost</i> acoplado à célula de ganho VII. ....	104
Figura 3.11 – Valores eficazes das correntes de entrada para diferentes variações topológicas do conversor <i>Boost</i> acoplado à célula de ganho VIII. ....	105

Figura 3.12 – Correntes nos capacitores $C_1$ e $C_2$ para (a) polaridade positiva e (b) polaridade negativa. ....	106
Figura 3.13 – Valores eficazes das correntes nos capacitores (a) $C_1$ e (b) $C_2$ para a célula de ganho V (polaridade positiva) e (c) $C_1$ e (d) $C_2$ para célula de ganho VI (polaridade negativa), considerando diferentes variações topológicas. ....	107
Figura 3.14 – Formas de onda de corrente e tensão no indutor magnetizante $L_m$ e no indutor de dispersão $L_k$ . ....	110
Figura 3.15 – Ganho estático <i>Boost</i> considerando a influência do indutor de dispersão. ....	112
Figura 3.16 – Ganho estático do conversor <i>Boost</i> com célula de ganho considerando a influência da indutância de dispersão. ....	113
Figura 3.17 – Circuito ressonante considerado na análise. ....	115
Figura 3.18 – Modelo elétrico simulado no <i>software PSIM</i> . ....	117
Figura 4.1 – Multiplicador de tensão de <i>Cockcroft-Walton</i> (a) e de <i>Dickson</i> (b). ....	121
Figura 4.2 – Definição dos pontos <i>A</i> e <i>B</i> . ....	122
Figura 4.3 – Multiplicadores de tensão de <i>Cockcroft-Walton</i> para conexão à montante (a) e à jusante (b). ....	122
Figura 4.4 – Possíveis conexões do enrolamento secundário do indutor acoplado nos MTCWs. ....	123
Figura 4.5 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso I. ....	123
Figura 4.6 – (a) célula de polaridade positiva e (b) célula de polaridade negativa. ....	124
Figura 4.7 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso II. ....	127
Figura 4.8 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso III. ....	128
Figura 4.9 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso IV. ....	130
Figura 4.10 – Célula de ganho genérica com MTD para o caso I. ....	132
Figura 4.11 – Célula de ganho genérica com MTD para o caso II. ....	133
Figura 4.12 – Célula de ganho genérica com MTD para o caso III. ....	134
Figura 4.13 – Célula de ganho genérica com MTD para o caso IV. ....	135
Figura 4.14 – Fotografia do protótipo. ....	136

Figura 4.15 – Resultados de ganho estático do conversor <i>Boost</i> com diferentes células de ganho. ....	138
Figura 4.16 – Tensão de entrada $V_i$ , tensão <i>Boost</i> $V_B$ , tensão de saída $V_o$ . ....	140
Figura 4.17 – Corrente no enrolamento primário e tensão no interruptor $S_1$ . ....	140
Figura 4.18 – Corrente no enrolamento secundário, corrente no diodo $D_2$ e tensão no interruptor $S_1$ . ....	141
Figura 4.19 – Tensão de entrada $V_i$ , tensão <i>Boost</i> $V_B$ , tensão de saída $V_o$ . ....	141
Figura 4.20 – Corrente no enrolamento primário e tensão no interruptor $S_1$ . ....	142
Figura 4.21 – Corrente no enrolamento secundário, corrente no diodo $D_2$ e tensão no interruptor $S_1$ . ....	142
Figura 4.22 – Conversor <i>Boost</i> com múltiplas células de ganho.....	143
Figura 4.23 – Ganhos estáticos com células de ganho inseridas nos conversores (a) <i>Buck</i> , (b) <i>Boost</i> , (c) <i>Buck-Boost</i> e (d) <i>Boost Quadrático</i> para $n = 3$ . ....	144
Figura 4.24 – (a) célula de ganho original e (b) nova célula de ganho. ....	146
Figura 4.25 – Conversor <i>Boost</i> com outra célula de ganho.....	146
Figura 4.26 – Ganhos estáticos do conversor <i>Boost</i> com a nova célula de ganho e com a célula de ganho original ( $a = 2$ , $b = 1$ e $n = 5$ ). ....	146
Figura 5.1 – Sistema considerado para o projeto. ....	149
Figura 5.2 – Razão entre as constantes $k_N$ e $k$ em função de $\alpha$ . ....	156
Figura 5.3 – Rendimento $\eta_{CEC}$ do conversor <i>Boost</i> com a célula I- $A_1B_1$ ( $a = 1$ , $b = 2$ ) para otimizações com as funções objetivo (5.32) e (5.39), sem considerar a limitação de altura do indutor acoplado. ....	161
Figura 5.4 – Escolha dos limites de relação de transformação para célula I- $A_1B_1$ ( $a = 1$ , $b = 2$ ). ....	162
Figura 5.5 – Fluxograma geral do projeto otimizado. ....	163
Figura 5.6 – Fluxograma do cálculo de perdas e escolha de diodos. ....	164
Figura 5.7 – Fluxograma do cálculo de perdas e escolha do interruptor... ..	165
Figura 5.8 – Fluxograma do projeto do indutor acoplado presente na otimização. ....	166

Figura 5.9 – Fluxograma do procedimento adotado para o cálculo de perdas e escolha do projeto do indutor acoplado. ....	167
Figura 5.10 – Esquemático do estágio de potência.....	169
Figura 5.11 – Protótipo construído. ....	169
Figura 5.12 – Visão inferior do protótipo.....	170
Figura 5.13 – Indutor acoplado confeccionado. ....	171
Figura 5.14 – Corrente no enrolamento primário e tensão no interruptor $S_1$ utilizando o indutor acoplado com <i>interleaving</i> . ....	172
Figura 5.15 – Corrente no enrolamento primário e tensão no interruptor $S_1$ utilizando o indutor acoplado sem <i>interleaving</i> . ....	173
Figura 5.16 – Rendimento otimizado $\eta$ e rendimento recalculado $\eta'$ ..... 174	174
Figura 5.17 – Perdas nos componentes de acordo o modelo teórico. ....	174
Figura 5.18 – Rendimentos teórico $\eta'$ e experimental $\eta^*$ para $V_i = 20$ V. 175	175
Figura 5.19 – Rendimentos teórico $\eta'$ e experimental $\eta^*$ para diferentes tensões de entrada.....	175
Figura 5.20 – Rendimentos teórico $\eta'$ e experimental $\eta^*$ para diferentes tensões de entrada com frequência de comutação de 100 kHz. ....	176
Figura 5.21 – Rendimentos $\eta_{CEC}$ para diferentes tensões de entrada nas frequências de comutação de 160 e 100 kHz. ....	177
Figura 5.22 – Perdas teóricas para 100 kHz (tracejado) e 160 kHz (contínuo) para $V_i = 20$ V. ....	177
Figura 5.23 – Fotografia do ensaio térmico para 100 kHz. ....	178
Figura 5.24 – Demonstração da comutação suave <i>ZVS</i> na entrada em condução para $f_s = 160$ kHz.....	179
Figura 5.25 – Corrente no enrolamento primário e tensão no interruptor $S_1$ . ....	180
Figura 5.26 – Corrente no enrolamento secundário e tensão no interruptor $S_1$ . ....	181
Figura 5.27 – Sistema fotovoltaico com malha para controle da tensão no módulo.....	186
Figura 5.28 – Diagrama de blocos equivalente contínuo para controle digital da tensão no módulo.....	187

Figura 5.29 – Diagramas de <i>Bode</i> da função de transferência $G(s)$ . ....	187
Figura 5.30 – Fluxograma do método de <i>MPPT</i> implementado. ....	190
Figura 5.31 – Tensão de carga do capacitor de entrada $C_i$ . ....	190
Figura 5.32 – Curva característica I-V sob (a) temperatura constante e (b) irradiação constante.....	191
Figura 5.33 – Tensão no barramento (200 V/div), tensão e corrente no módulo fotovoltaico (20 V/div e 5 A/div) e tensão de gate (10 V/div).....	192
Figura 5.34 – Tensão no barramento (200 V/div), tensão e corrente no módulo fotovoltaico (20 V/div e 5 A/div) e tensão de gate (10 V/div).....	192
Figura 5.35 – Tensão no barramento (200 V/div), tensão e corrente no módulo fotovoltaico (20 V/div e 5 A/div) e tensão de gate (10 V/div).....	193





## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Índices $a$ e $b$ para as células de ganho. ....	73
Tabela 2.2 – Índices $a$ e $b$ e valor médio da corrente $i_2$ para as células de ganho. ....	76
Tabela 3.1 – Índices $a$ , $b$ e $c$ para as células de ganho. ....	97
Tabela 3.2 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para as células de ganho. ....	98
Tabela 3.3 – Comparação entre as variações topológicas do conversor <i>Boost</i> com célula de ganho de polaridade positiva. ....	109
Tabela 3.4 – Comparação entre as variações topológicas do conversor <i>Boost</i> com célula de ganho de polaridade negativa. ....	109
Tabela 3.5 – Comparação entre valores calculados e simulados dos esforços válidos para todas as variações topológicas utilizando a célula de ganho V. ....	117
Tabela 3.6 – Comparação entre valores calculados e simulados dos esforços específicos para cada variação topológica utilizando a célula de ganho V. ....	118
Tabela 3.7 – Comparação entre valores calculados e simulados dos esforços válidos para todas as variações topológicas utilizando a célula de ganho VI. ....	119
Tabela 3.8 – Comparação entre valores calculados e simulados dos esforços específicos para cada variação topológica utilizando a célula de ganho VI. ....	119
Tabela 4.1 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para diferentes combinações de pares capacitor-diodo de acordo com a Figura 4.5. ....	125
Tabela 4.2 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para combinações genéricas no caso I. ....	126
Tabela 4.3 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para diferentes combinações de pares capacitor-diodo de acordo com a Figura 4.7. ....	127
Tabela 4.4 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para combinações genéricas no caso II. ....	128
Tabela 4.5 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para diferentes combinações de pares capacitor-diodo de acordo com a Figura 4.8. ....	129
Tabela 4.6 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para combinações genéricas no caso III. ....	129

Tabela 4.7 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para diferentes combinações de pares capacitor-diodo de acordo com a Figura 4.9. ....	131
Tabela 4.8 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para combinações genéricas no caso IV. .	131
Tabela 4.9 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para combinações genéricas no caso I. ....	132
Tabela 4.10 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para combinações genéricas no caso II. .	133
Tabela 4.11 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para combinações genéricas no caso III. .	134
Tabela 4.12 – Índices $a$ , $b$ , $c$ e $p$ para combinações genéricas no caso IV. .	135
Tabela 4.13 – Possíveis configurações de célula de ganho. ....	136
Tabela 4.14 – Especificações do protótipo. ....	137
Tabela 4.15 – Componentes do estágio de potência. ....	137
Tabela 4.16 – Ganho estático de alguns conversores com células de ganho. ....	145
Tabela 5.1 – Especificações elétricas do módulo KC200GT no <i>STC</i> ( <i>Standard Test Conditions</i> ): $S = 1000 \text{ W/m}^2$ , $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ e $AM = 1,5$ . ....	150
Tabela 5.2 – Especificações do condutor. ....	153
Tabela 5.3 – Especificações do núcleo. ....	154
Tabela 5.4 – Limites para relação de transformação $n$ . ....	162
Tabela 5.5 – Resultados obtidos por meio das otimizações. ....	168
Tabela 5.6 – Componentes do estágio de potência resultantes das otimizações. ....	168
Tabela 5.7 – Componentes utilizados. ....	170
Tabela 5.8 – Capacitores utilizados. ....	170
Tabela 5.9 – Parâmetros utilizados para o driver UCC27511. ....	170
Tabela 5.10 – Parâmetros do indutor acoplado com <i>interleaving</i> . ....	171
Tabela 5.11 – Parâmetros do indutor acoplado sem <i>interleaving</i> . ....	173
Tabela 5.12 – Resultados oriundos do ensaio térmico para 150 W e temperatura ambiente de $23,7 \text{ }^\circ\text{C}$ . ....	178

## SIMBOLOGIA

### SIGLAS E ACRÔNIMOS

<i>ADC</i>	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
<i>AWG</i>	<i>American Wire Gauge</i>
ca	corrente alternada
cc	corrente contínua
CG	Célula de Ganho
<i>FFT</i>	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPB	Filtro Passa-Baixas
<i>GSE</i>	<i>Generalized Steinmetz Equation</i>
<i>iGSE</i>	<i>improved Generalized Steinmetz Equation</i>
MCC	Modo de Condução Contínua
MCCr	Modo de Condução Crítica
MCD	Modo de Condução Descontínua
<i>MIC</i>	<i>Module-Integrated Converter</i>
<i>MPPT</i>	<i>Maximum Power Point Tracker</i>
<i>MSE</i>	<i>Modified Steinmetz Equation</i>
MTCW	Multiplicador de Tensão de <i>Cockcroft-Walton</i>
MTD	Multiplicador de Tensão de <i>Dickson</i>
<i>NSE</i>	<i>Natural Steinmetz Equation</i>
PI	Proporcional-Integral
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>STC</i>	<i>Standard Test Conditions</i>
<i>ZCS</i>	<i>Zero-Current Switching</i>
<i>ZOH</i>	<i>Zero-Order Hold</i>

### UNIDADES

A	Ampère
V	Volt
m	metro
W	Watt
s	segundo
°C	Grau Celsius
$\Omega$	Ohm
H	Henry
F	Farad
Hz	Hertz
T	Tesla

## PREFIXOS

giga (G)	$10^9$
mega (M)	$10^6$
kilo(k)	$10^3$
mili (m)	$10^{-3}$
micro ( $\mu$ )	$10^{-6}$
nano (n)	$10^{-9}$
pico (p)	$10^{-12}$

## SÍMBOLOS ADOTADOS NOS EQUACIONAMENTOS E PARA REFERENCIAR ELEMENTOS DE CIRCUITO

$a$	Índice da célula de ganho
$A_e$	Área efetiva da secção transversal do núcleo
$A_w$	Área da janela do núcleo
$b$	Índice da célula de ganho
$b_F$	Largura da janela do núcleo
$B_{máx}$	Densidade de fluxo máxima
$B_p$	Valor de pico da densidade de fluxo
$B_{sat}$	Densidade de fluxo de saturação
$c$	Índice da célula de ganho
$C$	Capacitor
$C_1$	Capacitor <i>Boost</i>
$C_2$	Capacitor de saída
$C_3$	Capacitor $C_3$
$C_4$	Capacitor $C_4$
$C_5$	Capacitor $C_5$
$C_6$	Capacitor $C_6$
$C(s)$	Função de transferência do compensador
$C_{cg}$	Capacitor da célula de ganho
$C_{cg1}$	Capacitor $C_{cg1}$ da célula de ganho
$C_{cg2}$	Capacitor $C_{cg2}$ da célula de ganho
$C_i$	Capacitor de entrada
$C_{oss}$	Capacitância de saída do <i>MOSFET</i>
$C_r$	Capacitor de ressonância
$d$	Sinal de razão cíclica

$D$	Razão cíclica
$D_1$	Diodo <i>Boost</i>
$D_2$	Diodo de saída
$D_3$	Diodo $D_3$
$D_4$	Diodo $D_4$
$D_5$	Diodo $D_5$
$D_6$	Diodo $D_6$
$D_{cg}$	Diodo da célula de ganho
$D_{cg1}$	Diodo $D_{cg1}$ da célula de ganho
$D_{cg2}$	Diodo $D_{cg2}$ da célula de ganho
$d_{cu}$	Diâmetro do fio de cobre
$d_f$	Diâmetro do fio de cobre com isolamento
$D_L$	Razão entre o tempo em que o diodo $D_1$ conduz e o período de comutação $T_s$ do conversor <i>Boost</i> em MCD
$d_{L(e)}$	Diâmetro do fio de <i>Litz</i> do enrolamento $e$
$D_x$	Razão entre o tempo em que o diodo $D_1$ conduz e o período de comutação $T_s$ do conversor <i>Boost</i> com célula de ganho
$e$	Sinal de erro
$f$	Frequência de uma excitação senoidal
$f_a$	Frequência de amostragem
$FPB(s)$	Função de transferência do filtro passa-baixa
$F_{R,m}$	Fator de efeito pelicular de ordem $m$
$f_s$	Frequência de comutação
$f_{s\_máx}$	Frequência de comutação máxima
$f_{s\_mín}$	Frequência de comutação mínima
$FTLA_C(s)$	Função de transferência de laço aberto compensado
$FTLA_{NC}(s)$	Função de transferência de laço aberto não compensado
$G$	Ganho estático
$G_{máx}$	Ganho estático máximo
$G_{mín}$	Ganho estático mínimo
$G(s)$	Função de transferência do conversor
$G_{R,m}$	Fator de efeito de proximidade de ordem $m$
$h$	Espessura dos enrolamentos
$h_1$	Espessura do enrolamento primário

$h_2$	Espessura do enrolamento secundário
$H_z$	Campo magnético nos enrolamentos
$i$	Corrente
$i_1$	Corrente no enrolamento primário
$I_1$	Valor médio da corrente no enrolamento primário
$I_{1ef}$	Valor eficaz da corrente no enrolamento primário
$i_2$	Corrente no enrolamento secundário
$I_2$	Valor médio da corrente no enrolamento secundário
$I_{2a}$	Valor de pico da corrente no enrolamento secundário
$I_{2b}$	Valor de pico da corrente no enrolamento secundário
$I_{2c}$	Valor de pico da corrente no enrolamento secundário
$I_{2ef}$	Valor eficaz da corrente no enrolamento secundário
$I_{(e)}$	Valor médio da corrente no enrolamento (e)
$I_{(e)ef}$	Valor eficaz da corrente no enrolamento (e)
$I_{(e),m}$	Componente harmônica de ordem $m$ da corrente no enrolamento (e)
$i_C$	Corrente no capacitor
$i_{C11}$	Corrente no capacitor $C_1$ para as variações topológicas (a), (c), (d), (e), (g) e (h)
$I_{C11ef}$	Valor eficaz da corrente $i_{C11}$
$i_{C12}$	Corrente no capacitor $C_1$ para as variações topológicas (b) e (f)
$I_{C12ef}$	Valor eficaz da corrente $i_{C12}$
$i_{C21}$	Corrente no capacitor $C_2$ para as variações topológicas (a), (b), (c), (d), (f) e (g)
$I_{C21ef}$	Valor eficaz da corrente $i_{C21}$
$i_{C22}$	Corrente no capacitor $C_2$ para as variações topológicas (e) e (h)
$I_{C22ef}$	Valor eficaz da corrente $i_{C22}$
$I_{cc}^{STC}$	Corrente de curto-circuito no $STC$
$I_D$	Valor médio da corrente no diodo
$i_{D1}$	Corrente no diodo $D_1$
$I_{D1}$	Valor médio da corrente no diodo $D_1$
$I_{D1ef}$	Valor eficaz da corrente no diodo $D_1$
$i_{D2}$	Corrente no diodo $D_2$

$I_{D2}$	Valor médio da corrente no diodo $D_2$
$I_{D2a}$	Valor de pico da corrente no diodo $D_2$
$I_{D2b}$	Valor de pico da corrente no diodo $D_2$
$I_{D2c}$	Valor de pico da corrente no diodo $D_2$
$I_{D2ef}$	Valor eficaz da corrente no diodo $D_2$
$I_{Dcg}$	Valor médio da corrente nos diodos da célula de ganho
$i_{Dcg1}$	Corrente no diodo $D_{cg1}$
$I_{Dcg1a}$	Valor de pico da corrente no diodo $D_{cg1}$
$I_{Dcg1b}$	Valor de pico da corrente no diodo $D_{cg1}$
$I_{Dcg1c}$	Valor de pico da corrente no diodo $D_{cg1}$
$I_{Dcg1ef}$	Valor eficaz da corrente no diodo $D_{cg1}$
$i_{Dcg2}$	Corrente no diodo $D_{cg2}$
$I_{Dcg2ef}$	Valor eficaz da corrente no diodo $D_{cg2}$
$I_{Def}$	Valor eficaz da corrente no diodo
$i_i$	Corrente de entrada
$I_i$	Valor médio da corrente de entrada
$I_{ief}$	Valor eficaz da corrente de entrada
$i_{i1}$	Corrente de entrada para as variações topológicas (a), (b) e (e)
$I_{i1ef}$	Valor eficaz da corrente de entrada $i_{i1}$
$i_{i2}$	Corrente de entrada para a variação topológica (c)
$I_{i2ef}$	Valor eficaz da corrente de entrada $i_{i2}$
$i_{i3}$	Corrente de entrada para a variação topológica (d)
$I_{i3ef}$	Valor eficaz da corrente de entrada $i_{i3}$
$i_{i4}$	Corrente de entrada para as variações topológicas (f), (g) e (h)
$I_{i4ef}$	Valor eficaz da corrente de entrada $i_{i4}$
$I_g$	Corrente de <i>gate</i>
$i_{Lk}$	Corrente no indutor de dispersão
$I_{Lk}$	Valor médio da corrente no indutor de dispersão
$I_{Lkef}$	Valor eficaz da corrente no indutor de dispersão
$I_{Lkp}$	Valor de pico da corrente no indutor de dispersão
$i_{Lm}$	Corrente no indutor magnetizante
$I_{Lm}$	Valor médio da corrente no indutor magnetizante

$I_m$	Valor mínimo da corrente no indutor magnetizante
$I_M$	Valor máximo da corrente no indutor magnetizante
$I_{mp}^{STC}$	Corrente de máxima potência no <i>STC</i>
$i_{PV}$	Corrente no módulo fotovoltaico
$i_o$	Corrente de saída
$I_o$	Valor médio da corrente de saída
$i_{S1}$	Corrente no interruptor $S_1$
$I_{S1}$	Valor médio da corrente no interruptor $S_1$
$I_{S1ef}$	Valor eficaz da corrente no interruptor $S_1$
$I_{S1p}$	Valor de pico da corrente no interruptor $S_1$
$I_x$	Corrente de padronização
$J_{máx}$	Densidade de corrente máxima
$J_{min}$	Densidade de corrente mínima
$J_o$	Densidade de corrente
$k$	Coefficiente de <i>Steinmetz</i>
$K$	Parâmetro adimensional que corresponde a uma medida de tendência de o conversor operar no MCD
$k_{ADC}$	Ganho do conversor analógico-digital
$k_c$	Ganho do compensador PI
$K_{crit}$	Valor crítico de $K$
$k_f$	Fator de correção de campo
$K_i$	Fator de redução do campo magnético interno por <i>interleaving</i>
$k_m$	Razão entre $L_m$ e $L_{m\_crit}$
$k_{m\_máx}$	Valor máximo de $k_m$
$k_{m\_min}$	Valor mínimo de $k_m$
$k_N$	Constante utilizada no <i>NSE</i>
$k_{PWM}$	Ganho do modulador
$k_s$	Fator de simetria do núcleo
$k_u$	Fator de ocupação da área da janela do núcleo
$k_v$	Ganho do sensor de tensão
$L$	Indutor
$l_1$	Indutor de dispersão no enrolamento primário do modelo elétrico T
$L_1$	Indutor <i>Boost</i>
$l_2$	Indutor de dispersão no enrolamento secundário do modelo



	elétrico T referenciado ao primário
$L_2$	Indutor da célula de ganho acoplado ao indutor <i>Boost</i>
$L_c$	Indutância referente à perna central do núcleo
$l_e$	Comprimento efetivo do percurso magnético
$l_{eg}$	Distância entre o enrolamento e o entreferro
$l_g$	Comprimento do entreferro
$l_i$	Espessura do isolamento entre os enrolamentos
$l_k$	Indutância de dispersão no modelo elétrico $\pi$
$L_k$	Indutor de dispersão
$L_m$	Indutor de magnetizante
$L_{m\_crit}$	Indutância magnetizante crítica
$L_o$	Indutância referente às pernas externas do núcleo
$L_r$	Indutor de ressonância
$l_t$	Comprimento médio de uma espira
$m$	Ordem da componente harmônica de corrente
$M$	Função de ganho estático
$M'$	Função de ganho estático do conversor Boost com outra célula de ganho
$M_B$	Função de ganho estático da tensão <i>Boost</i> $V_B$
$M_\phi$	Margem de fase da $FTLAC(s)$
$n$	Relação de transformação do primário para o secundário
$N$	Número de células de ganho
$n_1$	Número de condutores do enrolamento primário
$N_1$	Número de espiras do enrolamento primário
$n_2$	Número de condutores do enrolamento secundário
$N_2$	Número de espiras do enrolamento secundário
$n_{(e)}$	Número de condutores do enrolamento (e)
$N_{(e)}$	Número de espiras do enrolamento (e)
$NA$	Número de pares capacitor-diodo conectados à montante
$NB$	Número de pares capacitor-diodo conectados à jusante
$n_{b1}$	Número de fios de cobre no primeiro nível do fio de <i>Litz</i>
$n_{b1,máx}$	Número máximo de fios de cobre no primeiro nível do fio de <i>Litz</i>
$n_{b2}$	Número de feixes no segundo nível do fio de <i>Litz</i>
$n_{b3}$	Número de feixes no terceiro nível do fio de <i>Litz</i>
$n_{cam(e)}$	Número de camadas do enrolamento (e)
$NiA$	Número ímpar de pares capacitor-diodo conectados à montante

$NiB$	Número ímpar de pares capacitor-diodo conectados à jusante
$n_{máx}$	Relação de transformação máxima
$n_{mín}$	Relação de transformação mínima
$NpA$	Número par de pares capacitor-diodo conectados à montante
$NpB$	Número par de pares capacitor-diodo conectados à jusante
$p$	Índice da célula de ganho
$P_{cu}$	Perdas nos enrolamentos do indutor acoplado
$P_{cu(e)}$	Perda no enrolamento ( $e$ )
$P_{com}$	Perdas de comutação no interruptor
$P_{cond}$	Perdas de condução no interruptor
$P_D$	Perdas nos diodos
$P_{D1}$	Perdas no diodo $D_1$
$P_{D2}$	Perdas no diodo $D_2$
$P_{Deg}$	Perdas no diodo $D_{eg}$
$P_m$	Perdas no indutor acoplado
$P_{mp}^{STC}$	Potência máxima do módulo fotovoltaico na $STC$
$P_{fe}$	Perdas no núcleo do indutor acoplado
$P_o$	Potência de saída
$P_{perdas}$	Perdas
$P_{S1}$	Perdas no interruptor $S_1$
$P_v$	Perdas magnéticas por unidade de volume
$Q_{sw}$	Carga para comutação do <i>gate</i>
$R_{ca}$	Resistência ca
$R_{ca(e),m}$	Resistência ca de ordem $m$ do enrolamento ( $e$ )
$R_{cc}$	Resistência cc
$R_{cc(e)}$	Resistência cc do enrolamento ( $e$ )
$r_{ds}$	Resistência entre <i>drain</i> e <i>source</i> do interruptor em condução
$R_g$	Resistor de <i>gate</i>
$R_{ge}$	Resistor de <i>gate</i> adicionado externamente
$R_{gi}$	Resistor de <i>gate</i> interno ao <i>MOSFET</i>
$R_o$	Resistência de saída ou de carga
$R_{o\_crit}$	Resistência crítica de saída ou de carga
$r_T$	Resistência do diodo em condução
$S$	Irradiância

$S_1$	Interruptor <i>Boost</i>
$S_c$	Área efetiva da secção transversal da perna central
$S_{cu}$	Área da secção transversal do fio de cobre
$S_f$	Área da secção transversal do fio de cobre com isolamento
$S_o$	Área total das secções transversais das pernas externas
$t$	Tempo
$T$	Temperatura
$T^{STC}$	Temperatura no <i>STC</i>
$T_a$	Período de amostragem
$t_c$	Tempo de condução do interruptor $S_1$
$t_{ca}$	Tempo de circuito aberto
$T_{máx}$	Temperatura máxima
$t_{mp}$	Tempo de máxima potência
$t_{off}$	Tempo de comutação para bloqueio do interruptor
$t_{on}$	Tempo de comutação para entrada em condução do interruptor
$T_r$	Período de ressonância
$T_s$	Período de comutação
$t_x$	Tempo de condução do diodo $D_1$
$u$	Sinal de controle
$v$	Tensão
$V_a$	Parcela positiva da tensão no indutor $L_1$
$V_b$	Módulo da parcela negativa da tensão no indutor $L_1$
$V_B$	Tensão <i>Boost</i>
$V_{bus}$	Tensão no barramento cc
$V_{C1}$	Tensão no capacitor $C_1$
$V_{C2}$	Tensão no capacitor $C_2$
$V_{C3}$	Tensão no capacitor $C_3$
$V_{C4}$	Tensão no capacitor $C_4$
$V_{C5}$	Tensão no capacitor $C_5$
$V_{C6}$	Tensão no capacitor $C_6$
$V_{ca}$	Tensão de circuito aberto
$V_{ca}^{STC}$	Tensão de circuito aberto no <i>STC</i>
$V_{cg}$	Tensão da célula de ganho
$V_{Dp}$	Valor de pico da tensão nos diodos
$V_{D1p}$	Valor de pico da tensão no diodo $D_1$

$V_{D2p}$	Valor de pico da tensão no diodo $D_2$
$V_{Dcgp}$	Valor de pico das tensões nos diodos da célula de ganho
$V_e$	Volume efetivo do núcleo
$v_{gs}$	Tensão de <i>gate</i>
$V_{gs}$	Amplitude da tensão de <i>gate</i>
$V_i$	Tensão de entrada
$v_L$	Tensão no indutor
$v_{L1}$	Tensão no indutor $L_1$
$v_{L2}$	Tensão no indutor $L_2$
$V_{Lk1}$	Parcela positiva da tensão no indutor $L_k$
$V_{Lk2}$	Módulo da parcela negativa da tensão no indutor $L_k$
$V_{mp}$	Tensão de máxima potência
$V_{mp}^*$	Tensão de máxima potência de referência
$V_{mp}^{STC}$	Tensão de máxima potência no <i>STC</i>
$V_o$	Tensão de saída
$V_p$	Tensão de <i>Plateau</i> do <i>gate</i>
$v_{PV}$	Tensão no módulo fotovoltaico
$V_{PVmáx}$	Tensão máxima no módulo fotovoltaico
$V_{PVmin}$	Tensão mínima no módulo fotovoltaico
$V_{S1p}$	Valor de pico da tensão no interruptor $S_1$
$V_T$	Queda de tensão no diodo em condução

$ZOH(s)$  Função de transferência do sustentador de ordem zero

$\Delta B$	Valor pico a pico da densidade de fluxo
$\Delta i_L$	Ondulação de corrente no indutor
$\Delta I_{Lm}$	Ondulação pico a pico da corrente no indutor magnetizante
$\Delta t$	Período de tempo
$\Delta V_C$	Ondulação de tensão no capacitor
$\Delta V_{C1}$	Ondulação de tensão no capacitor $C_1$
$\Delta V_o$	Ondulação da tensão de saída

$\alpha$	Coefficiente de <i>Steinmetz</i>
$\alpha_{20}$	Coefficiente de temperatura do cobre a 20 °C
$\beta$	Coefficiente de <i>Steinmetz</i>
$\gamma$	Parâmetro adimensional
$\delta$	Profundidade de penetração
$\delta_m$	Profundidade de penetração de ordem $m$

$\varepsilon_r$	Erro relativo
$\eta$	Rendimento
$\eta'$	Rendimento recalculado
$\eta^*$	Rendimento experimental
$\eta_{CEC}$	Eficiência ponderada Americana
$\eta_{EUR}$	Eficiência ponderada Europeia
$\kappa$	Taxa de distância característica
$\mu_0$	Permeabilidade do ar
$\mu_{Icc}$	Coefficiente de temperatura da corrente de curto-circuito
$\mu_n$	Permeabilidade relativa do núcleo
$\mu_{Vca}$	Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto
$\mu_{Vmp}$	Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência
$\xi_m$	Razão diâmetro por profundidade de penetração de ordem $m$
$\rho_{20}$	Resistividade do cobre a 20 °C
$\sigma$	Condutividade do cobre (resistividade <sup>-1</sup> )
$\omega$	Frequência angular
$\omega_c$	Frequência angular de cruzamento da $FTLA_C(s)$
$\omega_z$	Frequência angular do zero do compensador PI
$\Re$	Relutância
$\Re_c$	Relutância da perna central
$\Re_o$	Relutância das pernas externas



## SUMÁRIO

1	Introdução.....	43
2	Conversores cc-cc não-isolados de alto ganho baseados no conversor <i>Boost</i> .....	49
2.1	Variações topológicas.....	51
2.2	Células de ganho.....	56
2.2.1	Modo de condução contínua (MCC).....	58
2.2.2	Modo de condução descontínua (MCD).....	73
2.2.3	Modo de condução crítica (MCCr).....	79
2.3	Conclusão.....	82
3	Princípio de funcionamento do conversor <i>Boost</i> com célula de ganho em modo de condução contínua.....	83
3.1	Etapas de operação e formas de onda.....	84
3.1.1	Células de polaridade positiva.....	85
3.1.2	Células de polaridade negativa.....	88
3.2	Cálculo de esforços.....	92
3.2.1	Corrente no indutor magnetizante $L_m$ .....	92
3.2.2	Valor médio das correntes nos diodos.....	93
3.2.3	Tempo de condução $t_x$ do diodo $D_1$ .....	93
3.2.4	Corrente no interruptor $S_1$ .....	94
3.2.5	Corrente no indutor de dispersão $L_k$ .....	94
3.2.6	Corrente $i_2$ no secundário do indutor acoplado.....	95
3.2.7	Corrente no diodo $D_2$ .....	96
3.2.8	Correntes nos diodos da célula de ganho.....	99
3.2.9	Valores eficazes de corrente.....	99
3.2.10	Valor de pico da tensão nos componentes.....	101
3.3	Variações topológicas.....	101
3.3.1	Corrente de entrada $i_i$ .....	102
3.3.2	Corrente nos capacitores $C_1$ e $C_2$ .....	106

3.3.3	Tensão nos capacitores $C_1$ e $C_2$ .....	108
3.3.4	Comparação entre as variações topológicas .....	109
3.4	Efeito do indutor de dispersão no ganho estático .....	110
3.5	Determinação dos capacitores $C_1$ , $C_2$ e $C_{cg}$ .....	114
3.5.1	Capacitor de saída $C_2$ .....	114
3.5.2	Capacitores $C_1$ e $C_{cg}$ .....	114
3.6	Comparação com resultados de simulação .....	116
3.7	Conclusão .....	120
4	Generalização das células de ganho .....	121
4.1	Células de ganho baseadas em <i>Cockcroft-Walton</i> .....	122
4.1.1	Caso I .....	123
4.1.2	Caso II .....	126
4.1.3	Caso III .....	128
4.1.4	Caso IV .....	130
4.2	Células de ganho baseadas em <i>Dickson</i> .....	131
4.2.1	Caso I .....	132
4.2.2	Caso II .....	133
4.2.3	Caso III .....	134
4.2.4	Caso IV .....	135
4.3	Resultados experimentais .....	136
4.3.1	Ganho estático .....	137
4.3.2	Formas de onda .....	139
4.4	Extensão do conceito de célula de ganho .....	143
4.4.1	Conversor <i>Boost</i> com múltiplas células de ganho .....	143
4.4.2	Células de ganho em outros conversores estáticos .....	144
4.4.3	Conversores cc-cc bidirecionais utilizando células de ganho ...	145
4.4.4	Outras células de ganho .....	145
4.5	Conclusão .....	147
5	Exemplo de projeto otimizado do conversor <i>Boost</i> com célula de ganho para aplicações fotovoltaicas .....	149



5.1	Módulo fotovoltaico .....	149
5.2	Modelo de perdas.....	151
5.2.1	Perdas no interruptor $S_1$ .....	151
5.2.2	Perdas nos diodos $D_1$ , $D_2$ e $D_{cg}$ .....	153
5.2.3	Perdas no indutor acoplado .....	153
5.3	Função objetivo e restrições .....	159
5.4	Otimização.....	162
5.5	Implementação Prática.....	169
5.5.1	Ensaio de rendimento .....	173
5.5.2	<i>MPPT</i> .....	185
5.6	Conclusão .....	193
6	Considerações finais.....	195
6.1	Trabalhos futuros:.....	199
7	Referências .....	201
	Apêndice A – Planilha de cálculo .....	209
	Apêndice B – Valor eficaz de uma forma de onda constituída por segmentos de reta .....	213
	Apêndice C – Valor eficaz das correntes de entrada e das correntes nos capacitores $C_1$ e $C_2$ para diferentes variações topológicas.....	215
	Apêndice D – Estimativa da indutância de dispersão .....	219
	Apêndice E – Projeto do indutor acoplado.....	225
	Apêndice F – Código da otimização .....	229
	Apêndice G – Banco de dados utilizado na otimização .....	249
	Apêndice H – Projeto do compensador.....	255
	Apêndice I – Esquemático completo.....	261



## INTRODUÇÃO

A conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica comercial em aplicações residenciais está se tornando um segmento de grande crescimento no mercado de energias renováveis, principalmente na Europa, no Japão e nos Estados Unidos [1]. No Brasil, a partir da aprovação da Resolução Normativa ANEEL nº 482/2012, a conexão de sistemas fotovoltaicos à rede elétrica tornou-se regulamentada, incentivando a disseminação de tais sistemas.

Devido ao fato de as tensões fornecidas por módulos fotovoltaicos serem baixas, tipicamente entre 15 e 45 V, a ligação de módulos em série – denominada *string* – apresentou-se como a solução convencional para atender aos requisitos de barramento de tensão (380 – 400 V) dos conversores cc-ca monofásicos usualmente utilizados para a interligação com a rede elétrica (220 V). Essa solução, ilustrada na Figura 1.1, implica tensões de entrada mais elevadas, permitindo que um conversor cc-cc básico seja utilizado como interface entre a *string* e o conversor cc-ca.

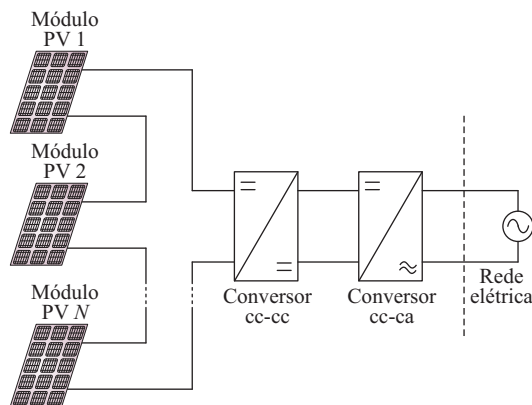


Figura 1.1 – Sistema convencional: módulos fotovoltaicos conectados em série (*string*) com conversor cc-cc e conversor cc-ca centralizados.

---

Apesar de o sistema da Figura 1.1 ser amplamente empregado, a potência de saída da *string*, quando comparada com a máxima potência teórica disponível, pode ser vertiginosamente reduzida em virtude de sombreamentos parciais e incompatibilidades entre diferentes módulos utilizados, bastante comuns em aplicações residenciais [1]. Tais incompatibilidades podem ser ocasionadas pelo emprego de módulos de fabricantes distintos, instalados com orientação divergente, expostos a sujeira ou poeira, sujeitos a envelhecimentos desiguais, entre outros [2].

Uma vez que, em sistemas de dois estágios, o rastreamento do ponto de máxima potência (*MPPT – Maximum Power Point Tracking*) é normalmente realizado pelo conversor cc-cc, o problema supracitado pode ser solucionado utilizando um conversor cc-cc para cada módulo fotovoltaico. Assim, uma possível redução de potência em um dos módulos não afetaria os demais, permitindo que a potência máxima de cada módulo seja extraída de maneira independente.

Conversores cc-cc individuais podem ser empregados em três tipos básicos de sistemas conectados à rede elétrica [3]:

- Sistema I – conversores cc-cc interligados em série e conversor cc-ca centralizado (Figura 1.2);
- Sistema II – conversores cc-cc conectados em paralelo e conversor cc-ca centralizado (Figura 1.3);
- Sistema III – conversores cc-cc vinculados a conversores cc-ca individuais, constituindo os chamados microinversores (Figura 1.4).

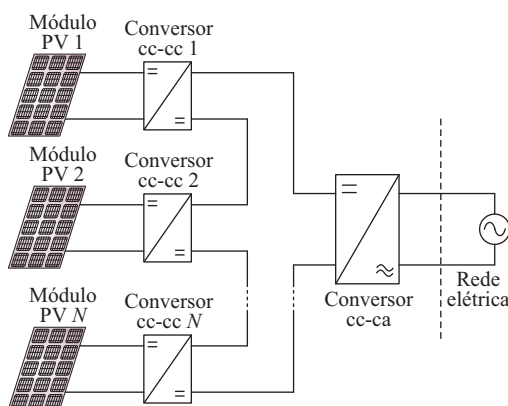


Figura 1.2 – Sistema I: módulos fotovoltaicos com conversores cc-cc individuais interligados em série e conversor cc-ca centralizado.

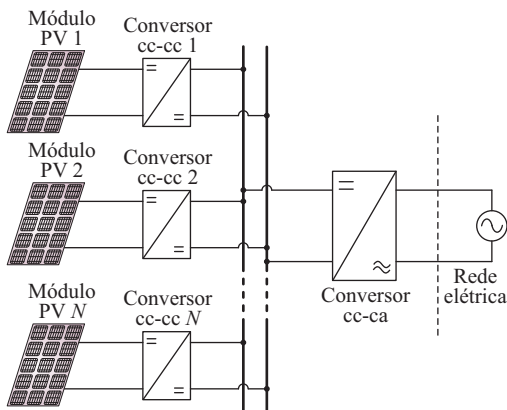


Figura 1.3 – Sistema II: módulos fotovoltaicos com conversores cc-cc individuais interligados em paralelo e conversor cc-ca centralizado.

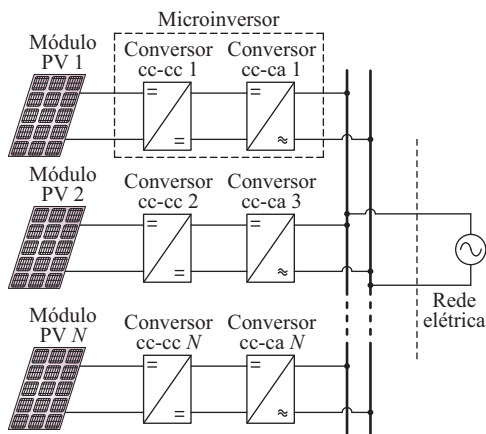


Figura 1.4 – Sistema III: módulos fotovoltaicos com conversores cc-cc e conversores cc-ca individuais.

O sistema I apresenta a mesma vantagem do sistema convencional, haja vista permitir que os conversores cc-cc individuais<sup>1</sup> sejam implementados por topologias básicas, bastante consolidadas na

<sup>1</sup> Na literatura, os conversores cc-cc individuais dos sistemas I, II e III são comumente denominados *Module-Integrated Converters (MICs)* [2], [3], devido à possibilidade de serem alocados na parte posterior de cada módulo fotovoltaico.

literatura. No entanto, em casos severos de incompatibilidade ou de sombreamento de módulos, existe a possibilidade de os conversores cc-cc não conseguirem manter a tensão mínima de operação do conversor cc-ca [3]. Além do mais, caso sejam empregados conversores cc-cc básicos, tanto no sistema convencional quanto no sistema I, haverá um número mínimo de módulos fotovoltaicos necessários para a operação do conversor cc-ca, devido ao ganho estático limitado. Tal restrição pode ser indesejada em algumas aplicações de sistemas conectadas à rede elétrica comercial.

No caso dos sistemas II e III, a operação do conversor cc-ca pode ser garantida em ambas as situações descritas acima, visto que a ligação dos conversores cc-cc individuais é realizada em paralelo. Ademais, os sistemas II e III vêm se tornando tendência em aplicações de média e baixa potência [4], [5]. Suas vantagens em relação ao sistema convencional incluem: melhor extração de energia do módulo, melhor rendimento global, baixo custo de instalação, maior segurança, bem como maior flexibilidade e modularidade [5]. O principal inconveniente apresentado por esses sistemas é a necessidade de adequar a baixa tensão fornecida pelo módulo à alta tensão requerida pelo barramento cc de conversores cc-ca comumente empregados, exigindo o uso de conversores cc-cc de elevado ganho estático, além de, é claro, alto rendimento.

Como possível solução para tal empecilho, este trabalho apresenta o estudo de conversores cc-cc capazes de proporcionar ganho estático (10 – 30) e rendimento ( $> 95\%$ ) elevados. Embora o estudo desses conversores tenha sido motivado pela necessidade dessas características em aplicações fotovoltaicas, tais conversores podem também ser utilizados em outros sistemas que demandem a mesma carência, como, por exemplo, células a combustível e baterias.

Estruturalmente, este documento está organizado em seis capítulos, incluindo este, introdutório.

Primeiramente, no capítulo 2, é apresentada uma breve revisão bibliográfica dos conversores cc-cc não-isolados de alto ganho e de alto rendimento. Mediante os conceitos de variação topológica e célula de ganho, verifica-se que muitos dos conversores presentes na literatura possuem estruturas semelhantes. Tal semelhança permite que os conversores sejam analisados em conjunto e compartilhem a mesma

nomenclatura: conversor *Boost* com célula de ganho.

O capítulo 3 é destinado ao estudo em regime permanente do conversor *Boost* com célula de ganho operando no modo de condução contínua. Logo, as etapas de operação, as principais formas de onda e o cálculo dos esforços são apresentados.

No capítulo 4 é sugerida uma metodologia para criação das células de ganho, assim como, uma célula generalização desse conceito. Por intermédio dessa metodologia, um protótipo capaz de operar com diferentes células de ganho é construído, a fim de validar o estudo realizado nos capítulos anteriores.

O capítulo 5 consiste no desenvolvimento de um projeto do conversor *Boost* com célula de ganho para aplicação em um sistema fotovoltaico equivalente aos sistemas II e III. O projeto do conversor cc-cc é realizado de maneira otimizada para maximização do rendimento em toda a faixa de operação do módulo e um novo método de *MPPT*, baseado na estimação da temperatura do módulo, é empregado.

Por fim, no capítulo 6, são apresentadas as considerações finais do estudo, bem como possíveis trabalhos futuros.





## **CONVERSORES CC-CC NÃO-ISOLADOS DE ALTO GANHO BASEADOS NO CONVERSOR *Boost***

A utilização de conversores cc-cc não-isolados tem se mostrado a solução mais adequada à maioria dos sistemas fotovoltaicos, incluindo a considerada neste trabalho [1], [6]. Tais conversores, quando comparados a conversores cc-cc isolados, permitem redução de custo e elevação da eficiência dos sistemas aos quais são inseridos [1], [7].

Em aplicações fotovoltaicas que não requeiram isolamento, o conversor cc-cc *Boost* convencional costuma ser a escolha clássica, devido à estrutura simples e à característica de entrada em corrente. Teoricamente, o conversor *Boost* possui ganho estático ilimitado quando a razão cíclica se aproxima da unidade. Todavia, na prática, com elevados valores de razão cíclica, o ganho de tensão e a eficiência desse conversor são drasticamente reduzidos [8], [9]. Essa redução deve-se principalmente ao aumento das perdas de condução nos componentes, ocasionado pelo alto valor de pico das correntes [1]. Ademais, para níveis de tensão de saída elevados, são requeridos semicondutores de alta tensão, que aumentam ainda mais as perdas de condução e de comutação, em consequência de suas figuras de mérito.

Para resolver os problemas supracitados, muitos conversores cc-cc baseados no conversor *Boost* foram propostos na literatura nos últimos anos. Basicamente, esses conversores utilizam técnicas de cascadeamento, de multiplicação de tensão e/ou de acoplamento de indutores, como forma de elevar o ganho estático do *Boost* clássico, conforme é exemplificado na Figura 2.1. De maneira geral, busca-se evitar a operação desses conversores na região de razão cíclica elevada e reduzir o estresse de tensão nos semicondutores.

A associação de conversores em cascata [10] - [12] e a utilização de multiplicadores de tensão [13] - [16] constituem os métodos mais simples para elevação do ganho estático do conversor *Boost*. Entretanto, em ambos os casos, para atingir o nível de ganho de tensão desejado,

são necessários inúmeros estágios, o que requer muitos componentes, aumentando o custo e reduzindo, novamente, a eficiência da estrutura.

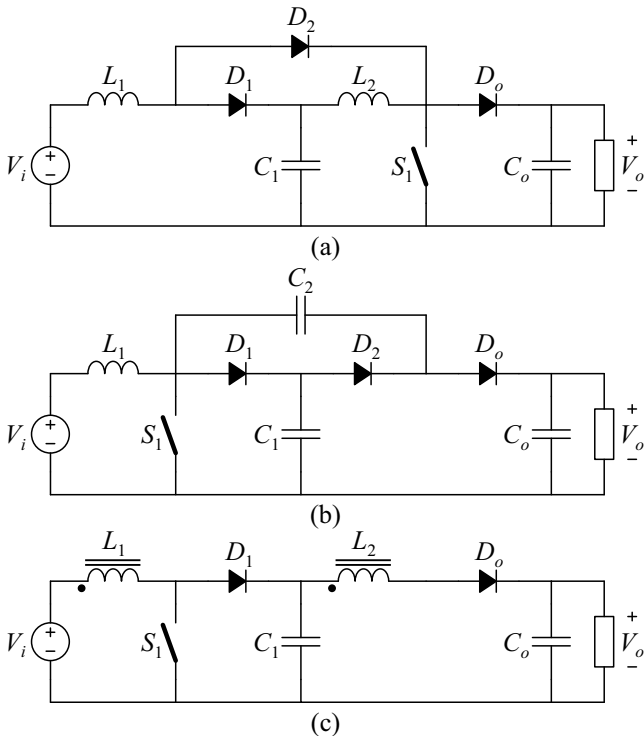


Figura 2.1 – Exemplos de conversores cc-cc não-isolados baseados no conversor *Boost* utilizando as técnicas de: (a) cascadeamento, (b) multiplicação de tensão e (c) acoplamento de indutores.

Por sua vez, o emprego de indutores acoplados [17] - [19] permite que o ganho estático seja ajustado pela relação de transformação entre os enrolamentos, não sendo necessário adicionar mais componentes ao circuito. Em teoria, a relação de transformação pode ser tão grande quanto se deseja. Todavia, seu aumento indiscriminado implica a elevação da tensão sobre o diodo de saída, além de afetar os aspectos construtivos do indutor acoplado, que pode vir a apresentar maiores perdas nos enrolamentos. Ademais, com esse tipo de técnica, a corrente entrada torna-se descontínua, exigindo o emprego de filtros de entrada em aplicações fotovoltaicas.

Outro problema associado a esses conversores está na existência de um indutor de dispersão intrínseco ao indutor acoplado. Embora a energia armazenada nesse indutor seja naturalmente absorvida pelo capacitor *Boost* (não ocasionando sobretensão no interruptor), após a entrada em condução do interruptor, o indutor de dispersão entra em ressonância com o capacitor parasita do diodo de saída, sendo necessária a utilização de um circuito grampeador [18].

Para suprir a necessidade de altos valores de relação de transformação em aplicações que demandam ganho estático elevado, a utilização de cascadeamento [20], [21] e multiplicadores de tensão [22] - [32] em conjunto com indutores acoplados tem se tornado frequente, tendo os multiplicadores de tensão a vantagem de eliminar a necessidade de grampeador de tensão no diodo de saída, indispensável em [17] - [21]. Há ainda casos em que as três técnicas são empregadas simultaneamente [33], [34]. Cabe salientar que existem outros conversores propostos na literatura que não são baseados no conversor *Boost* e utilizam cascadeamento, multiplicadores de tensão e/ou indutores acoplados (com dois ou múltiplos enrolamentos) para atingir ganhos estáticos elevados [35] - [42].

Apesar da existência de vários trabalhos na literatura contendo conversores cc-cc de alto ganho baseados no conversor *Boost*, grande parte dos autores não costuma relacioná-los ao conversor elevador clássico, apenas enfatizam a criação de uma nova topologia. Além disso, até o momento não foi realizada uma classificação adequada para esses conversores, que embora aparentem ser diferentes, são similares e, inclusive, podem ser representados pelas mesmas equações, conforme será demonstrado no decorrer deste trabalho. Para a realização do que se propõe, é imprescindível o conhecimento dos conceitos de variação topológica e célula de ganho, sendo o último uma idealização deste trabalho.

## 2.1 Variações topológicas

Um dos primeiros conversores baseado no conversor *Boost* com indutor acoplado, ilustrado na Figura 2.2 (a), foi proposto por [19] e é popularmente conhecido como conversor *Boost-Flyback*. Apesar de ter sido concebido a partir da interligação dos conversores clássicos que o nomeiam, esse conversor consiste em uma variação topológica do

conversor proposto por [18], apresentado na Figura 2.2 (c). Para uma melhor visualização dessa afirmação, é interessante que o conversor *Boost-Flyback* seja redesenhado conforme a Figura 2.2 (b), cuja análise permite observar que apenas o posicionamento do capacitor  $C_2$  difere em relação ao do conversor proposto por [18].

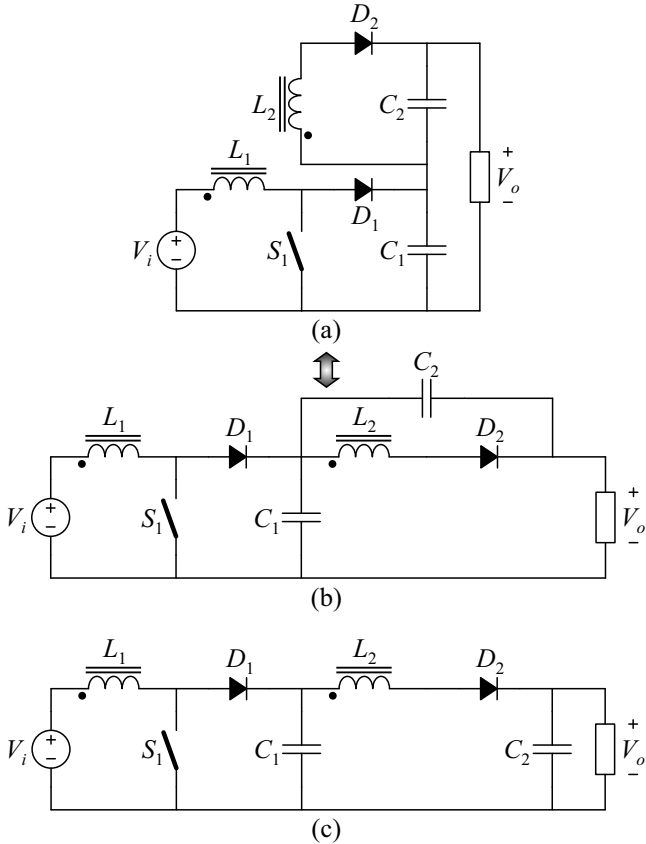


Figura 2.2 – (a) Conversor *Boost-Flyback* proposto por [19]; (b) Conversor *Boost-Flyback* redesenhado; e (c) Conversor proposto por [18].

Tal alteração não modifica o princípio de funcionamento do conversor. Logicamente, essas estruturas possuem características distintas; poucas, porém existentes. Por exemplo, em [19] o esforço de tensão do capacitor  $C_2$  é menor do que em [18], o que pode ser considerado uma vantagem. Por outro lado, em [19] o capacitor  $C_1$  passa

a suprir a carga juntamente com  $C_2$ , assim, sua ondulação de tensão deve ser pequena na maioria das aplicações, exigindo uma capacitância superior àquela utilizada em [18].

Baseado nessa premissa, em [43] são descritas todas as variações topológicas obtidas mediante modificação na conexão dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , conforme pode ser observado na Figura 2.3. Todas essas variações topológicas apresentam o mesmo princípio de funcionamento, ganho estático e característica externa, diferenciando-se apenas em algumas figuras de mérito, como, por exemplo, corrente de entrada e tensão e corrente nos capacitores. Algumas das variações topológicas da Figura 2.3 haviam sido previamente publicadas: (a) e (d) em [17]; (a), (d) e (e) em [18]; (b) em [19].

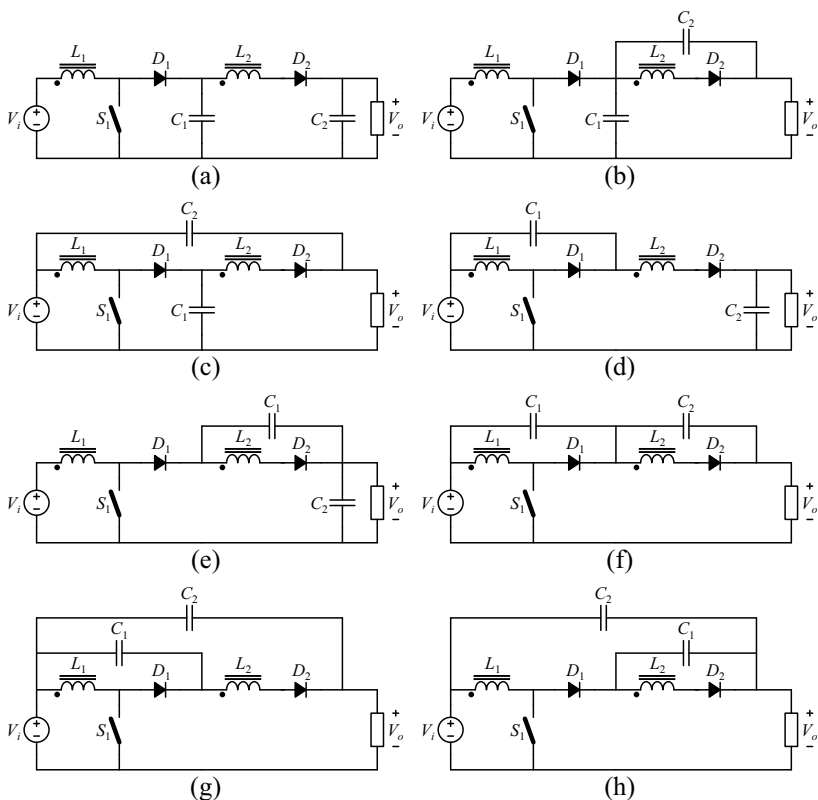


Figura 2.3 – Variações topológicas apresentadas em [43].

Assim como as estruturas recém-apresentadas, o conversor proposto por [26] consiste em uma variação topológica do conversor sugerido por [28], e vice-versa. Esses conversores são ilustrados na Figura 2.4, na qual é possível notar que possuem, respectivamente, os mesmos tipos de variação topológica (b) e (d) descritos na Figura 2.3, em relação ao posicionamento dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ . A mesma abordagem pode ser realizada para os conversores apresentados em [25] e [27], exibidos na Figura 2.5. Ademais, existem vários outros conversores, como os da Figura 2.6 [24], da Figura 2.7 [29] e da Figura 2.8 [23], aos quais se podem estender os oito tipos de variação topológica discutidos em [43].

A fim de uniformizar os conversores propostos na literatura, bem como os que serão sugeridos neste trabalho, a variação topológica (a) será adotada como a padrão (capacitores  $C_1$  e  $C_2$  referenciados ao negativo da fonte de entrada  $V_i$ ). Por conseguinte, no decorrer deste trabalho, serão inicialmente estudados os aspectos comuns a todas as variações topológicas e, apenas depois, serão analisadas as peculiaridades de cada uma.

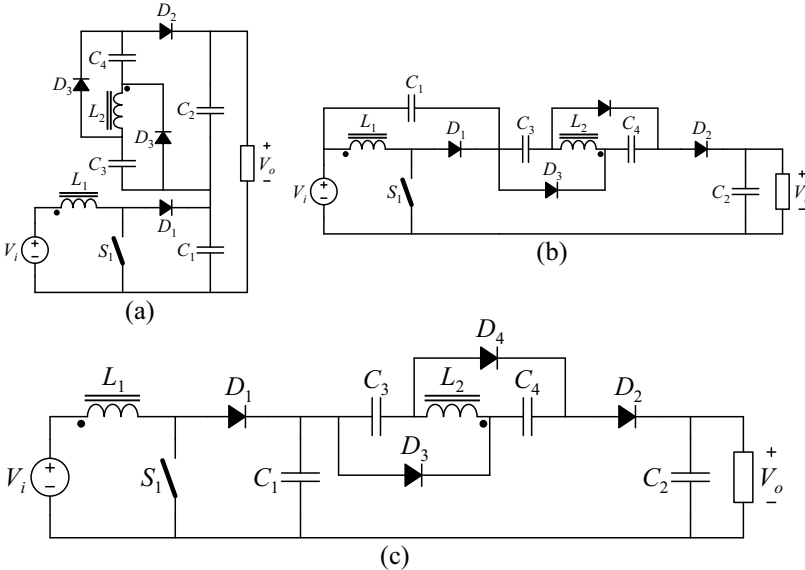


Figura 2.4 – (a) Conversor proposto por [26]; (b) Conversor proposto por [28]; e (c) Variação topológica padrão.

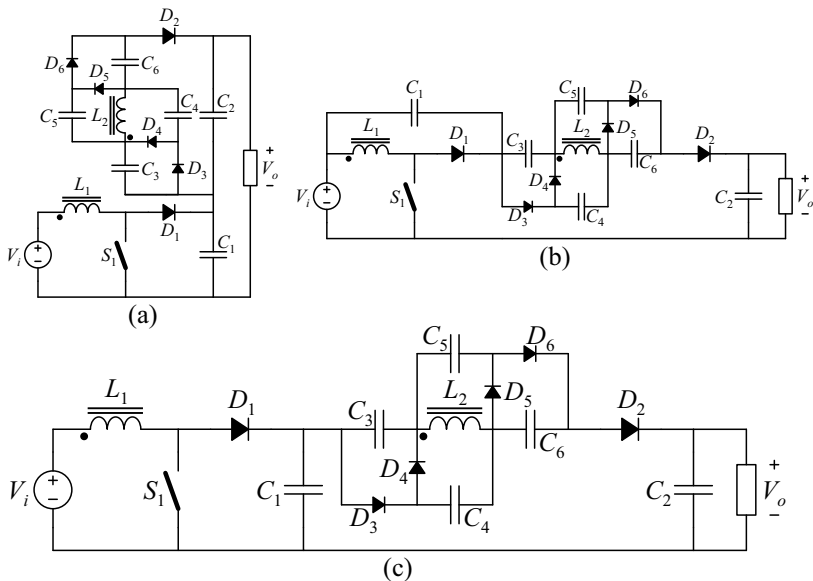


Figura 2.5 – (a) Conversor proposto por [27]; (b) Conversor proposto por [25]; e (c) Variação topológica padrão.

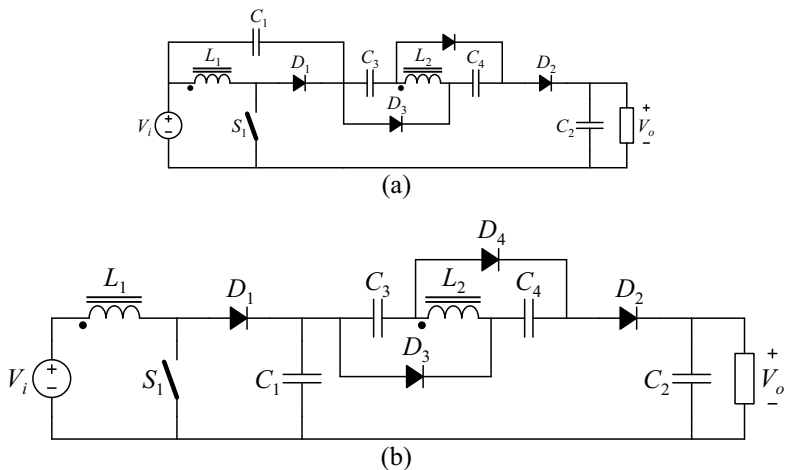


Figura 2.6 – (a) Conversor proposto por [24]; e (b) Variação topológica padrão.

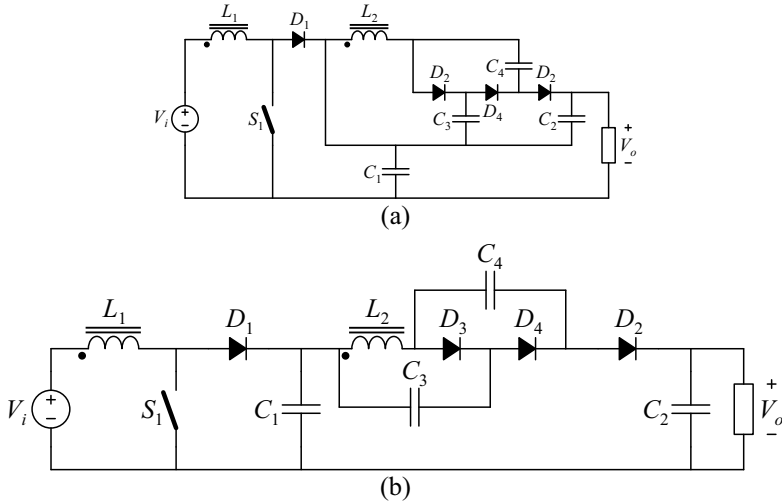


Figura 2.7 – (a) Conversor proposto por [29]; e (b) Variação topológica padrão.

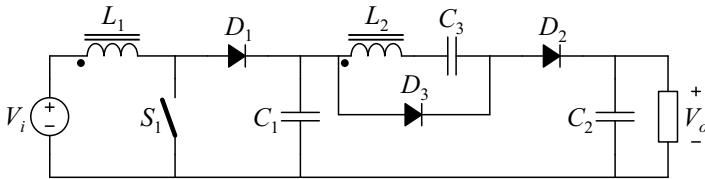


Figura 2.8 – Conversor proposto por [23] ou variação topológica padrão.

## 2.2 Células de ganho

Observando atentamente as variações topológicas padrão apresentadas nas figuras anteriores, nota-se grande semelhança entre os diversos conversores apresentados na literatura. Para facilitar a visualização, algumas dessas topologias são reilustradas na Figura 2.9, a partir da qual se percebe que apenas o circuito da região em destaque é diferente para cada topologia. Tal circuito é responsável pelo ganho de tensão adicional ao ganho característico do conversor *Boost* e, por esse motivo, será denominado célula de ganho. De maneira geral, pode-se afirmar que cada conversor a ser estudado é composto por um conversor *Boost*, uma célula de ganho e um filtro de saída, conforme elucidada a Figura 2.10.



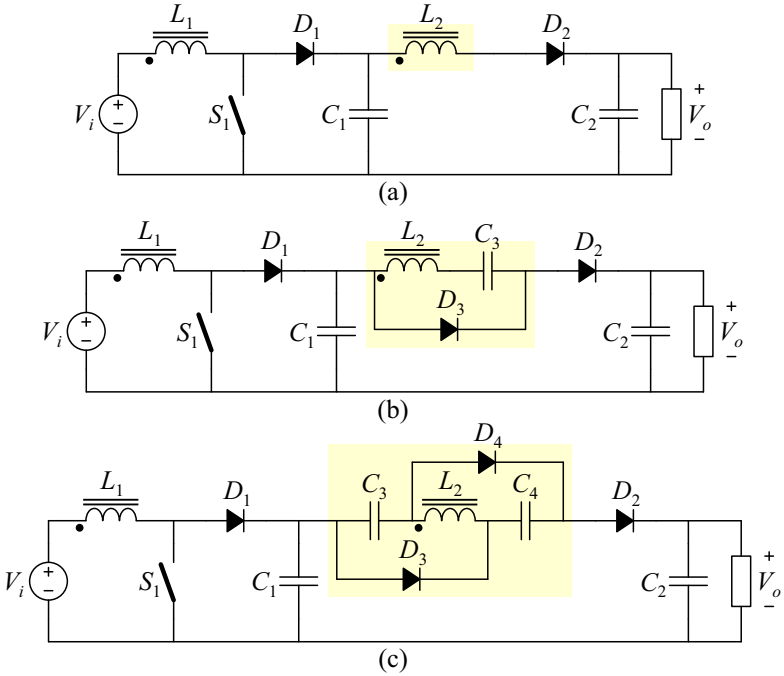


Figura 2.9 – Variações topológicas padrão de conversores cc-cc baseados no conversor *Boost* destacando a célula de ganho.

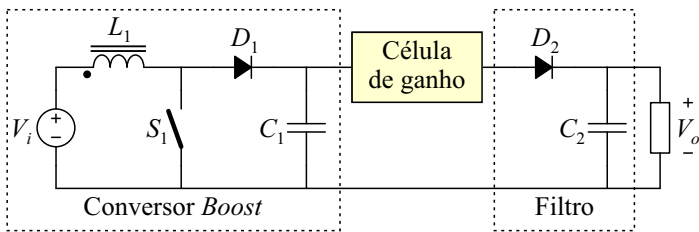


Figura 2.10 – Generalização dos conversores *Boost* com célula de ganho.

Ao inspecionar alguns dos conversores propostos na literatura, é possível agrupar as células de ganho conforme ilustrado na Figura 2.11. Tais células podem ser encontradas em: I – [17] - [19]; III – [23]; V – [24]; VI – [26] e [28]; VII – [29]; IX – [25] e [27]. As demais foram deduzidas por similaridade.

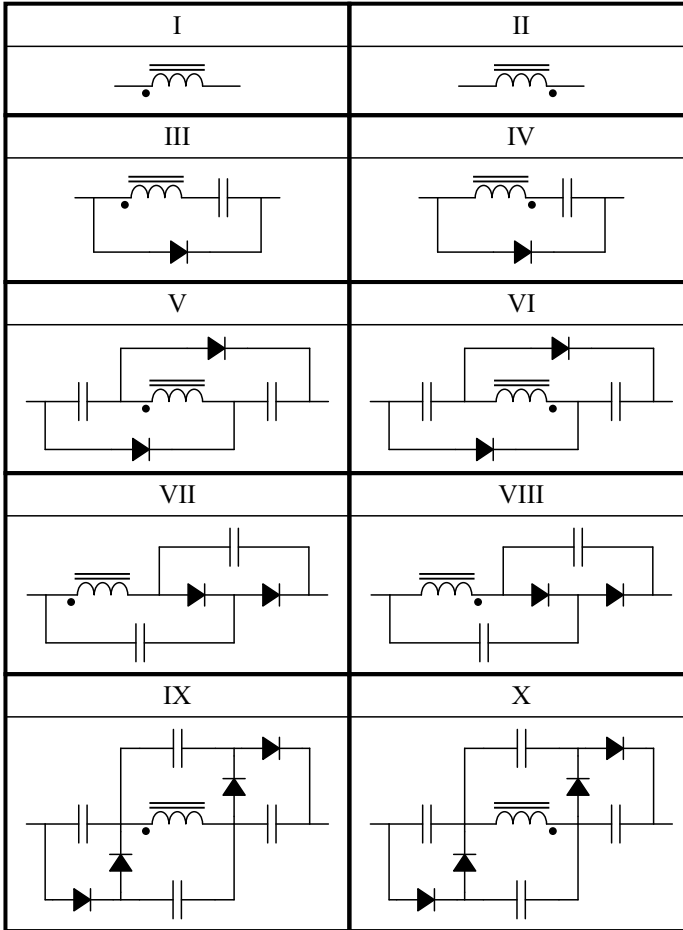


Figura 2.11 – Exemplos de células de ganho.

Apesar de as células de ganho das colunas à direita e à esquerda diferenciarem-se apenas no posicionamento do indutor  $L_2$ , seus ganhos estáticos são diferentes, conforme demonstrado a seguir.

### 2.2.1 Modo de condução contínua (MCC)

No modo de condução contínua o conversor *Boost* apresenta duas etapas de operação. Na primeira, Figura 2.12 (a), o interruptor  $S_1$  encontra-se em condução e o diodo  $D_1$  é bloqueado, fazendo com que a

tensão no indutor  $L_1$  seja igual à tensão entrada  $V_i$ . Em contrapartida, na segunda etapa, Figura 2.12 (b), o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e o diodo  $D_1$  entra em condução, assim, a tensão no indutor  $L_1$  torna-se igual à subtração das tensões de entrada  $V_i$  e de saída  $V_B$ .

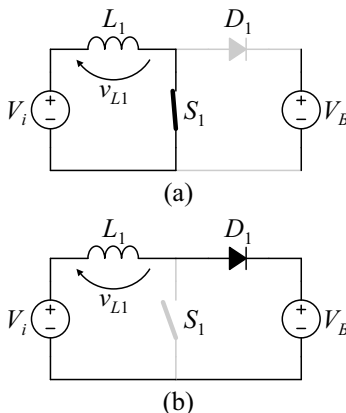


Figura 2.12 - Etapas de operação do conversor *Boost* operando no MCC.

Uma vez que o valor médio da tensão sobre o indutor é nulo, pode-se encontrar a expressão da tensão de saída  $V_B$  em função dos parâmetros do circuito:

$$\int_0^{DT_s} V_i dt + \int_{DT_s}^{T_s} (V_i - V_B) dt = 0, \quad (2.1)$$

$$V_B = \frac{1}{1-D} V_i, \quad (2.2)$$

em que  $D$  é a razão cíclica e  $T_s$  é o período de comutação.

Conforme previamente mencionado, a célula de ganho é responsável por fornecer um ganho de tensão adicional ao conversor *Boost*. Dessa forma, as tensões de saída de todos esses conversores podem ser definidas por (2.3), na qual  $V_{cg}$  é a tensão fornecida pela célula de ganho empregada.

$$V_o = V_B + V_{cg} \quad (2.3)$$

Devido ao acoplamento magnético existente entre o indutor *Boost*

$L_1$  e o indutor da célula de ganho  $L_2$ , sabe-se que:

$$v_{L2} = nv_{L1}, \quad (2.4)$$

onde  $n$  é a relação de transformação dada por:

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}}. \quad (2.5)$$

Haja vista que, em regime permanente, a tensão no indutor *Boost* é bem definida, é possível considerar o indutor  $L_2$  como sendo uma fonte de tensão alternada retangular. Tal artifício permite analisar o ganho de tensão fornecido pelas células de ganho de maneira sucinta e independente do restante do conversor.

A tensão no indutor  $L_2$  é apresentada na Figura 2.13, em que:

$$V_a = nV_i = \frac{n(1-D)V_i}{(1-D)} = n(1-D)V_B, \quad (2.6)$$

$$V_b = -n(V_i - V_B) = \frac{nD}{1-D}V_i = nDV_B. \quad (2.7)$$

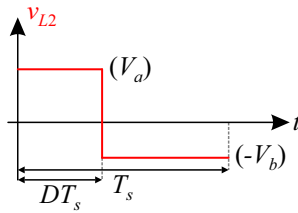


Figura 2.13 – Tensão nos terminais do indutor  $L_2$  em MCC.

Isto posto, a análise que segue especifica  $V_{cg}$  para cada uma das células de ganho da Figura 2.11, permitindo a obtenção do ganho estático de cada conversor.

### 2.2.1.1 Célula de ganho I

O conversor *Boost* utilizando a primeira célula de ganho da Figura 2.11 pode ser representado pelo circuito equivalente da Figura 2.14, ao supor que as capacitâncias dos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  são suficientemente grandes a ponto de suas tensões serem praticamente

constantes. Ademais, ressalta-se que o referido circuito equivalente é válido apenas para a obtenção do ganho estático da estrutura.

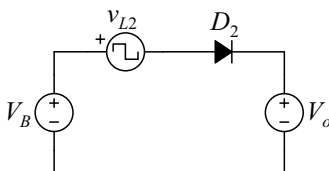


Figura 2.14 – Circuito equivalente do conversor *Boost* com a célula de ganho I.

Sendo (2.3) válida, pode-se associar as fontes de tensão  $V_B$  e  $V_o$  ilustradas na Figura 2.14, conforme o circuito equivalente da Figura 2.15.

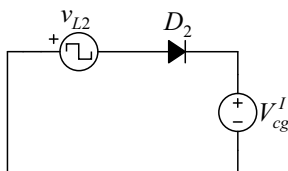


Figura 2.15 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho I.

Em virtude de  $v_{L2}$  ser uma fonte de tensão de dois níveis ( $V_a$  e  $-V_b$ ), o circuito da Figura 2.15 possui duas etapas de operação. A Figura 2.16 (a) apresenta a primeira etapa, que ocorre quando o interruptor  $S_1$  do conversor *Boost* encontra-se em condução. Por outro lado a Figura 2.16 (b) retrata a segunda etapa de operação, que acontece quando o interruptor  $S_1$  encontra-se bloqueado.

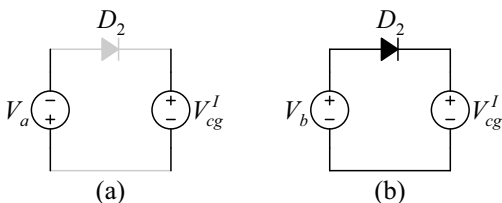


Figura 2.16 – Etapas de operação da célula de ganho I em MCC.

Dessa forma, analisando a Figura 2.16 (b), tem-se que:

$$V_{cg}^I = V_b = nDV_B. \quad (2.8)$$

Assim, substituindo (2.8) em (2.3) chega-se a (2.9), que corresponde à tensão de saída do conversor *Boost* utilizando a célula de ganho I.

$$V_o^I = (1 + nD)V_B = \frac{1 + nD}{1 - D}V_i \quad (2.9)$$

### 2.2.1.2 Célula de ganho II

O mesmo procedimento realizado para célula de ganho I pode ser estendido para as demais células. Logo, a Figura 2.17 ilustra o circuito equivalente da célula de ganho II, enquanto a Figura 2.18 apresenta suas etapas de operação.

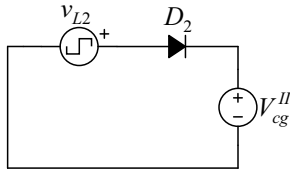


Figura 2.17 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho II.

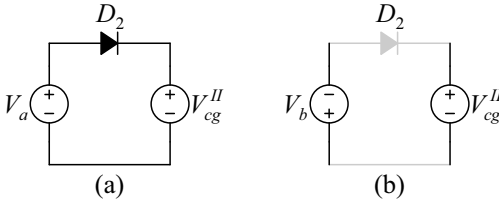


Figura 2.18 – Etapas de operação da célula de ganho II em MCC.

Mediante a Figura 2.18 (a) observa-se que:

$$V_{cg}^{II} = V_a = n(1 - D)V_B. \quad (2.10)$$

Substituindo (2.10) em (2.3) chega-se à tensão de saída do conversor *Boost* utilizando a célula de ganho II:

$$V_o^{II} = [1 + n(1 - D)]V_B = \frac{1 + n(1 - D)}{1 - D}V_i. \quad (2.11)$$

### 2.2.1.3 Célula de ganho III

A tensão fornecida pela célula de ganho III pode ser obtida por meio do circuito equivalente da Figura 2.19. Analisando esse circuito, observa-se que, assim como as células anteriores, duas etapas de operação podem ser identificadas. Tais etapas são descritas na Figura 2.20.

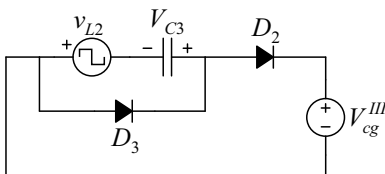


Figura 2.19 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho III.

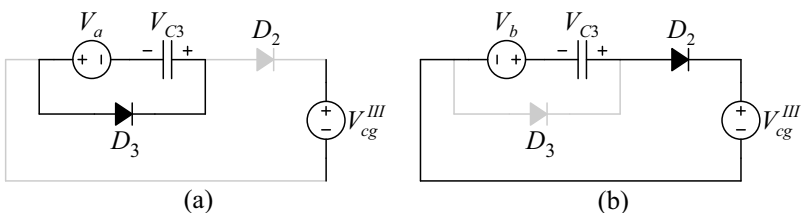


Figura 2.20 – Etapas de operação da célula de ganho III em MCC.

A partir da primeira etapa, Figura 2.20 (a), pode-se escrever que:

$$V_{C3} = V_a. \quad (2.12)$$

Observando a segunda etapa de operação, Figura 2.20 (b), chega-se a (2.13) e, substituindo-a por (2.12), tem-se (2.14).

$$V_{cg}^{III} = V_b + V_{C3} \quad (2.13)$$

$$V_{cg}^{III} = V_a + V_b = nV_B \quad (2.14)$$

Assim sendo, pode-se encontrar a tensão de saída do conversor *Boost* utilizando a célula de ganho III mediante (2.3) e (2.14):

$$V_o^{III} = (1+n)V_B = \frac{1+n}{1-D}V_i. \quad (2.15)$$

### 2.2.1.4 Célula de ganho IV

Na Figura 2.21 é ilustrado o circuito equivalente da célula de ganho IV e na Figura 2.22 são apresentadas suas etapas de operação.

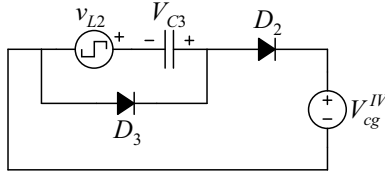


Figura 2.21 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho IV.

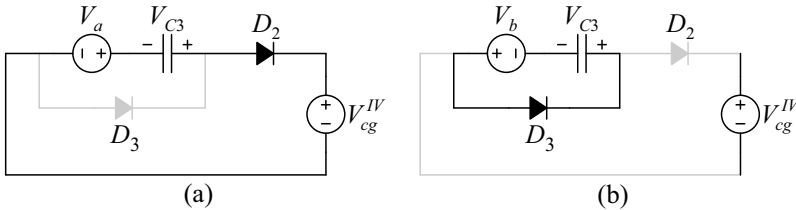


Figura 2.22 – Etapas de operação da célula de ganho IV em MCC.

Por meio da Figura 2.22 (b) sabe-se que:

$$V_{C3} = V_b. \quad (2.16)$$

Desse modo, via Figura 2.22 (a) e (2.16), chega-se a:

$$V_{cg}^{IV} = V_a + V_{C3}, \quad (2.17)$$

$$V_{cg}^{IV} = V_a + V_b = nV_B. \quad (2.18)$$

Destarte, a tensão de saída do conversor *Boost* utilizando a célula IV é dada por (2.19).

$$V_o^{IV} = (1 + n)V_B = \frac{1 + n}{1 - D} V_i \quad (2.19)$$

### 2.2.1.5 Célula de ganho V

O circuito equivalente da célula de ganho V é apresentado na Figura 2.23 e suas etapas de operação são ilustradas na Figura 2.24.



Mediante a Figura 2.24 (a) pode-se escrever (2.20).

$$V_{C3} = V_{C4} = V_a \quad (2.20)$$

E, analisando a Figura 2.24 (b), tem-se que:

$$V_{cg}^V = V_{C3} + V_{C4} + V_b. \quad (2.21)$$

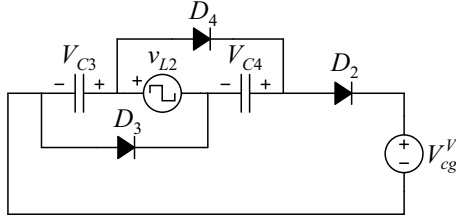
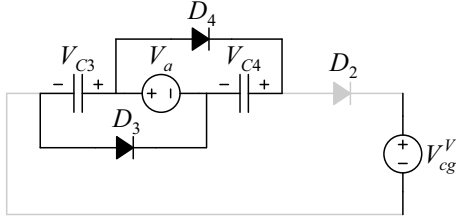
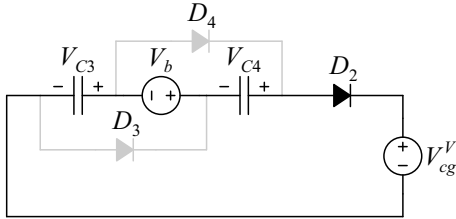


Figura 2.23 – Circuito equivalente da tensão fornecida pela célula V.



(a)



(b)

Figura 2.24 – Etapas de operação da célula de ganho V em MCC.

Substituindo (2.20) em (2.21), obtém-se (2.22).

$$V_{cg}^V = 2V_a + V_b = (2n - Dn)V_B \quad (2.22)$$

Dessa forma, por intermédio de (2.3), chega-se a tensão de saída do conversor *Boost* utilizando a célula de ganho V:

$$V_o^V = (1 + 2n - Dn)V_B = \frac{1 + 2n - Dn}{1 - D}V_i \quad (2.23)$$

### 2.2.1.6 Célula de ganho VI

Na Figura 2.25 é apresentado o circuito equivalente da célula de ganho VI, enquanto suas etapas de operação podem ser visualizadas na Figura 2.26.

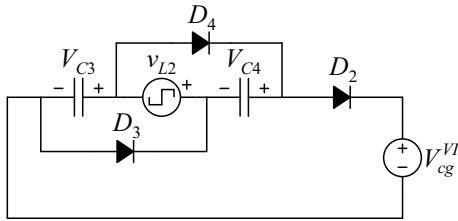


Figura 2.25 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho VI.

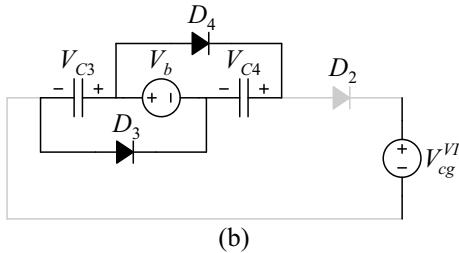
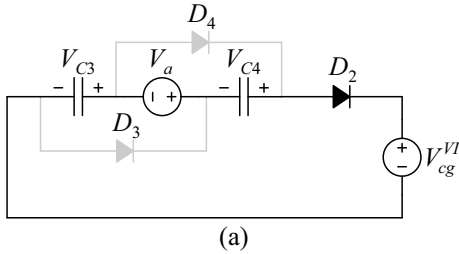


Figura 2.26 – Etapas de operação da célula de ganho VI em MCC.

Por intermédio da Figura 2.26 (b) conclui-se que:

$$V_{C3} = V_{C4} = V_b. \quad (2.24)$$

Por outro lado, de acordo com a Figura 2.26 (a), determina-se (2.25). Logo, substituindo (2.24) em (2.25), pode-se obter (2.26).

$$V_{cg}^{VI} = V_{C3} + V_{C4} + V_a \quad (2.25)$$

$$V_{cg}^{VI} = V_a + 2V_b = (n + Dn)V_B \quad (2.26)$$

Assim sendo, a tensão de saída do conversor *Boost* utilizando a célula de ganho VI é descrita por (2.27).

$$V_o^{VI} = (1 + n + Dn)V_B = \frac{1 + n + Dn}{1 - D}V_i \quad (2.27)$$

### 2.2.1.7 Célula de ganho VII

Mantendo o mesmo padrão de análise, o circuito equivalente da célula de ganho VII é apresentado na Figura 2.27 e suas etapas de operação são expostas na Figura 2.28.

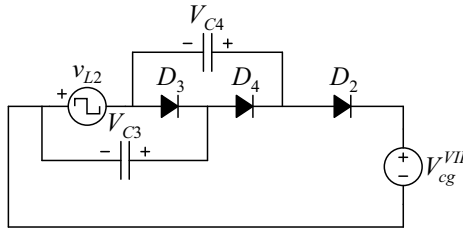


Figura 2.27 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho VII.

Examinando a Figura 2.28 (a) chega-se a (2.28) e, mediante a Figura 2.28 (b), pode-se escrever (2.29) e (2.30).

$$V_{C4} = V_{C3} + V_a \quad (2.28)$$

$$V_{C3} = V_b \quad (2.29)$$

$$V_{cg}^{VII} = V_{C4} + V_b \quad (2.30)$$

Substituindo (2.28) e (2.29) em (2.30), obtém-se (2.31).

$$V_{cg}^{VII} = V_a + 2V_b = (n + Dn)V_B \quad (2.31)$$

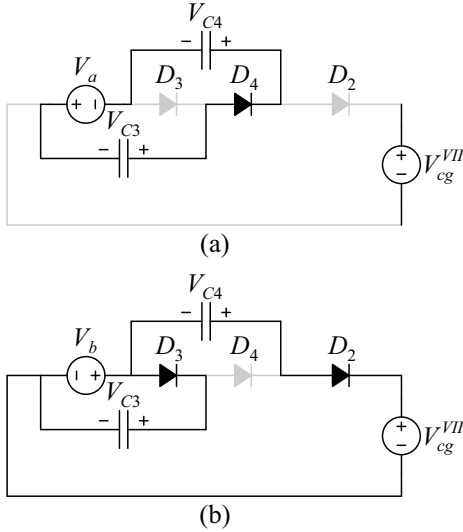


Figura 2.28 – Etapas de operação da célula de ganho VII em MCC.

Portanto, pode-se escrever a expressão da tensão de saída do conversor *Boost* utilizando a célula de ganho VII:

$$V_o^{VII} = (1 + n + Dn)V_B = \frac{1 + n + Dn}{1 - D}V_i. \quad (2.32)$$

#### 2.2.1.8 Célula de ganho VIII

Na Figura 2.29 é ilustrado o circuito equivalente da célula de ganho VIII e na Figura 2.30 são apresentadas as etapas de operação.

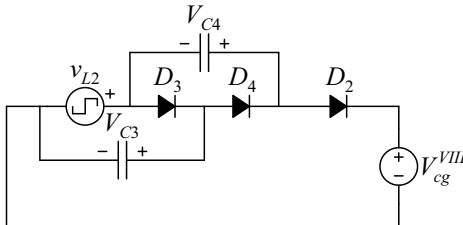


Figura 2.29 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho VIII.

Do mesmo modo que para a célula anterior, observando a Figura 2.30 (b), obtém-se (2.33). Ainda, mediante a Figura 2.30 (a), pode-se

escrever (2.34) e (2.35).

$$V_{C4} = V_{C3} + V_b \quad (2.33)$$

$$V_{C3} = V_a \quad (2.34)$$

$$V_{cg}^{VIII} = V_{C4} + V_a \quad (2.35)$$

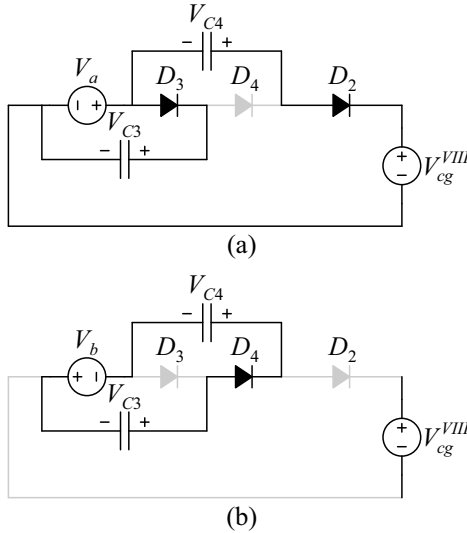


Figura 2.30 – Etapas de operação da célula de ganho VIII em MCC.

Substituindo (2.33) e (2.34) em (2.35), obtém-se (2.36).

$$V_{cg}^{VIII} = 2V_a + V_b = (2n - Dn)V_B \quad (2.36)$$

Portanto, a tensão de saída do conversor *Boost* utilizando a célula de ganho VIII é descrita por:

$$V_o^{VIII} = (1 + 2n - Dn)V_B = \frac{1 + 2n - Dn}{1 - D}V_i. \quad (2.37)$$

### 2.2.1.9 Célula de ganho IX

O circuito equivalente da célula de ganho IX é apresentado na Figura 2.31. Similarmente aos casos anteriores, essa célula possui duas etapas de operação, conforme a Figura 2.32.

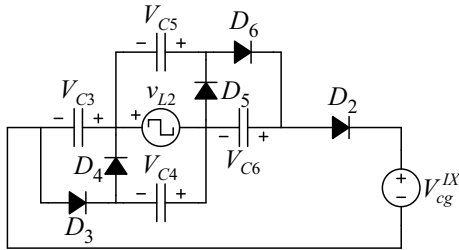


Figura 2.31 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho IX.

Perante a Figura 2.32 (a) pode-se escrever (2.38) e (2.39), enquanto, a partir da Figura 2.32 (b), obtém-se (2.40) e (2.41).

$$V_{C3} = V_{C4} + V_a \quad (2.38)$$

$$V_{C6} = V_{C5} + V_a \quad (2.39)$$

$$V_{C4} = V_{C5} = V_b \quad (2.40)$$

$$V_{cg}^{IX} = V_{C3} + V_b + V_{C6} \quad (2.41)$$

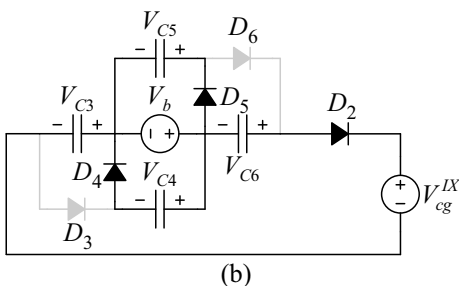
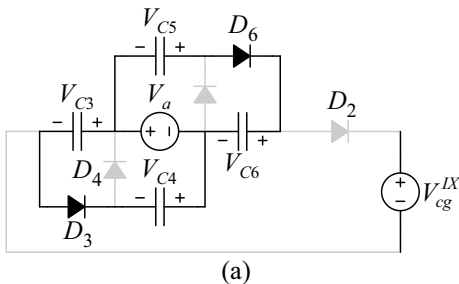


Figura 2.32 – Etapas de operação da célula de ganho IX em MCC.

Substituindo (2.38), (2.39) e (2.40) em (2.41), chega-se a:

$$V_{cg}^{IX} = 2V_a + 3V_b = (2n + Dn)V_B \quad (2.42)$$

De posse de (2.42), obtém-se a equação que descreve a tensão de saída do conversor *Boost* utilizando a célula de ganho IX:

$$V_o^{IX} = (1 + 2n + Dn)V_B = \frac{1 + 2n + Dn}{1 - D}V_i \quad (2.43)$$

#### 2.2.1.10 Célula de ganho X

A célula de ganho X é ilustrada na Figura 2.33 e suas etapas de operação são expostas na Figura 2.34.

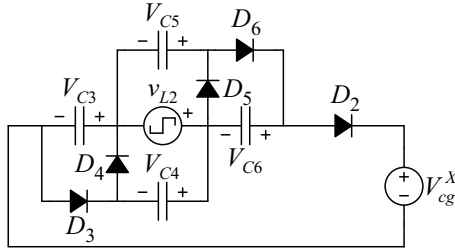


Figura 2.33 – Circuito equivalente considerando a tensão fornecida pela célula de ganho X.

A partir da análise da Figura 2.34 (b) encontram-se (2.44) e (2.45). Ainda, por intermédio da Figura 2.34 (a), têm-se (2.46) e (2.47).

$$V_{C3} = V_{C4} + V_b \quad (2.44)$$

$$V_{C6} = V_{C5} + V_b \quad (2.45)$$

$$V_{C4} = V_{C5} = V_a \quad (2.46)$$

$$V_{cg}^X = V_{C3} + V_b + V_{C6} \quad (2.47)$$

Utilizando (2.44), (2.45), (2.46) e (2.47), escreve-se:

$$V_{cg}^X = 3V_a + 2V_b = (3n - Dn)V_B. \quad (2.48)$$

Dessa maneira, pode-se obter a tensão de saída do conversor *Boost* utilizando a célula de ganho X:

$$V_o^X = (1 + 3n - Dn)V_B = \frac{1 + 3n - Dn}{1 - D}V_i. \quad (2.49)$$

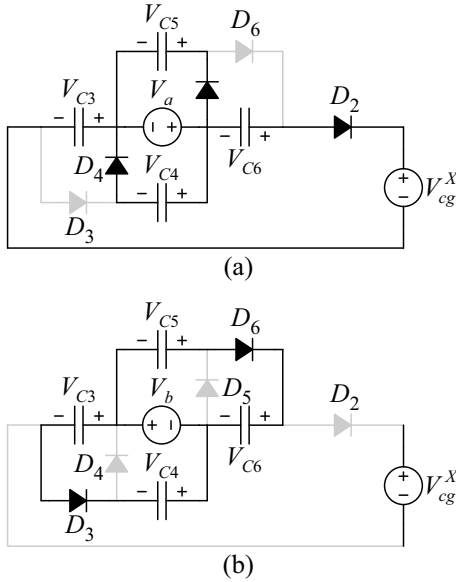


Figura 2.34 – Etapas de operação da célula de ganho X em MCC.

#### 2.2.1.11 Padronização das células de ganho

Durante a análise do ganho estático do conversor *Boost* com as células de ganho da Figura 2.11, foi possível observar que a tensão fornecida por qualquer célula de ganho depende das tensões  $V_a$  e  $V_b$ . Assim, pode-se escrever, de maneira generalizada, que:

$$V_{cg} = aV_a + bV_b, \quad (2.50)$$

de modo que os índices  $a$  e  $b$  devem ser obtidos a partir da Tabela 2.1.

Substituindo (2.6) e (2.7) em (2.50) chega-se a (2.51).

$$V_{cg} = an(1 - D)V_B + bnV_B = \frac{an - (a - b)nD}{1 - D}V_i \quad (2.51)$$

Resgatando-se (2.3), tem-se a tensão de saída do conversor *Boost* utilizando uma célula de ganho genérica:



$$V_o = \frac{1 + an - (a - b)nD}{1 - D} V_i. \quad (2.52)$$

Tabela 2.1 – Índices  $a$  e  $b$  para as células de ganho.

Célula de ganho	$a$	$b$
I	0	1
II	1	0
III	1	1
IV	1	1
V	2	1
VI	1	2
VII	1	2
VIII	2	1
IX	2	3
X	3	2

Logo, pode-se obter o ganho estático desta família de conversores no modo de condução contínua:

$$M_{MCC} = \frac{1 + an - (a - b)nD}{1 - D}. \quad (2.53)$$

### 2.2.2 Modo de condução descontínua (MCD)

No modo de condução descontínua o conversor *Boost* apresenta três etapas de operação. Na primeira, Figura 2.35 (a), o interruptor  $S_1$  encontra-se em condução e o diodo  $D_1$  é bloqueado, fazendo com que a tensão sobre o indutor  $L_1$  seja igual à tensão entrada  $V_i$ . Em contrapartida, na segunda etapa, Figura 2.35 (b), o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear e o diodo  $D_1$  entra em condução, assim, a tensão sobre o indutor  $L_1$  é igual à subtração das tensões de entrada  $V_i$  e de saída  $V_B$ . Por fim, durante a terceira etapa de operação, Figura 2.35 (c), a energia armazenada no indutor  $L_1$  se extingue, levando o diodo  $D_1$  ao bloqueio, o que faz com que a tensão no indutor torne-se nula.

Haja vista que o valor médio da tensão sobre o indutor é nulo, pode-se encontrar a expressão da tensão de saída  $V_B$  em função dos parâmetros do circuito, conforme (2.54) e (2.55), em que  $D_L$  é razão

entre o tempo em que o diodo  $D_1$  conduz e o período de comutação  $T_s$ .

$$\int_0^{DT_s} V_i dt + \int_{DT_s}^{(D+D_L)T_s} (V_i - V_B) dt + \int_{(D+D_L)T_s}^{T_s} 0 dt \quad (2.54)$$

$$V_B = \frac{D_L + D}{D_L} V_i \quad (2.55)$$

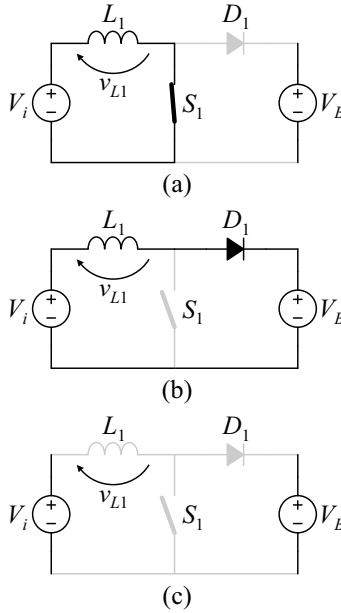


Figura 2.35 – Etapas de operação do conversor *Boost* operando no MCD.

Mantendo a mesma análise realizada para o modo de condução contínua, pode-se substituir o indutor  $L_2$  por uma fonte de tensão alternada retangular de acordo com a Figura 2.36. No modo de condução descontínua a tensão  $V_a$  é similar à anteriormente encontrada, entretanto, a tensão  $V_b$  passa a ser dada por (2.57).

$$V_a = nV_i \quad (2.56)$$

$$V_b = -n(V_i - V_B) = n \frac{D}{D_L} V_i \quad (2.57)$$

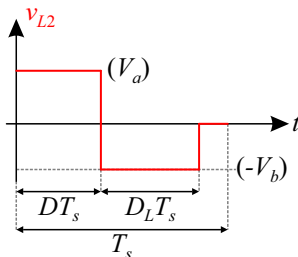


Figura 2.36 – Tensão nos terminais do indutor  $L_2$  em MCD.

Apesar de haver mudanças no valor de  $V_b$  em relação ao MCC, a tensão nos terminais de  $L_2$  continua sendo retangular e representada por patamares bem definidos ( $V_a$  e  $-V_b$ ), logo,  $V_{cg}$  permanece sendo descrita por (2.50). Por considerar uma análise repetitiva, o procedimento não será reapresentado. Em contrapartida, devido à dependência do ganho estático no MCD à carga, o método de análise deve ser alterado.

Segundo [44], com exceção do sentido da corrente do secundário, o indutor acoplado ideal pode ser modelado eletricamente da mesma maneira que um transformador ideal, conforme a Figura 2.37, haja vista que, de modo geral, eles se diferem apenas nos seus propósitos: enquanto o transformador tem o objetivo principal de transferir potência, o indutor acoplado tem a finalidade de armazenar energia.

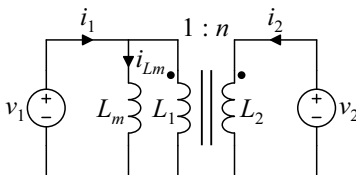


Figura 2.37 – Modelo elétrico do indutor acoplado ideal com indutor magnetizante refletido para o primário.

Portanto, de acordo com a Figura 2.37, constata-se que:

$$L_m = L_1 = \frac{L_2}{n^2}. \quad (2.58)$$

Analisando ainda a Figura 2.37, nota-se que a corrente no indutor magnetizante  $L_m$  é expressa por (2.59).

$$i_{Lm} = i_1 + n i_2 \quad (2.59)$$

No caso em estudo, por se tratar de um conversor *Boost*, a corrente do enrolamento primário é igual à corrente de entrada. Ademais, devido à conservação de potência, sabe-se que, em regime permanente, a razão entre o valor médio da corrente de entrada  $i_i$  e o valor médio da corrente de saída  $i_o$  é igual à função de ganho estático  $M$ . Dessa forma, pode-se encontrar o valor médio da corrente  $i_1$ :

$$I_1 = I_i = M I_o. \quad (2.60)$$

Cabe ressaltar que o valor médio da corrente que flui pela célula de ganho é igual ao valor médio da corrente de saída, haja vista que o valor médio da corrente no capacitor  $C_2$  é nulo. Analisando cada uma das células de ganho, conforme a Figura 2.38, pode-se gerar a Tabela 2.2. Finalmente, por inspeção, é possível obter a equação (2.61), que descreve o valor médio da corrente  $i_2$  em função do valor médio da corrente  $i_o$  de saída e dos índices  $a$  e  $b$ .

$$I_2 = (b - a) I_o. \quad (2.61)$$

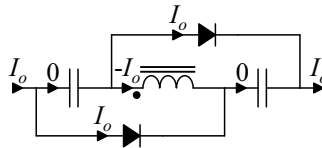


Figura 2.38 – Análise do valor médio da corrente  $i_2$  para célula de ganho V.

Tabela 2.2 – Índices  $a$  e  $b$  e valor médio da corrente  $i_2$  para as células de ganho.

Célula de ganho	$a$	$b$	$I_2$
I	0	1	$I_o$
II	1	0	$-I_o$
III	1	1	0
IV	1	1	0
V	2	1	$-I_o$
VI	1	2	$I_o$
VII	1	2	$I_o$
VIII	2	1	$-I_o$
IX	2	3	$I_o$
X	3	2	$-I_o$

Substituindo (2.60) e (2.61) em (2.59) chega-se ao valor médio da corrente no indutor magnetizante  $L_m$ :

$$I_{Lm} = [M - n(a - b)] I_o, \quad (2.62)$$

cujo conhecimento será importante no decorrer do estudo.

Outra maneira de calcular o valor médio da corrente  $i_{Lm}$  se dá por meio do cálculo de área da sua forma de onda. A Figura 2.39 ilustra a tensão e a corrente no indutor  $L_m$  no MCD.

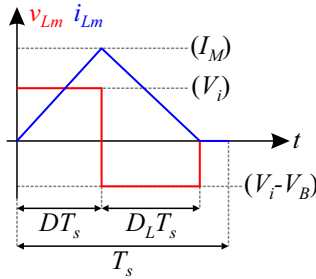


Figura 2.39 – Tensão e corrente no indutor magnetizante  $L_m$  no MCD.

Sabe-se que a relação volt-ampère do indutor é dada por (2.63).

$$v_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \quad (2.63)$$

Assim, analisando a Figura 2.39, pode-se escrever (2.64) e, realizando a manipulação necessária, encontra-se o valor máximo  $I_M$  da corrente no indutor magnetizante conforme (2.65).

$$V_i = L_m \frac{I_M}{DT_s} \quad (2.64)$$

$$I_M = \frac{V_i D}{L_m f_s} \quad (2.65)$$

Conhecendo o valor máximo, consegue-se, então, calcular o valor médio da corrente no indutor  $L_m$  da seguinte maneira:

$$I_{Lm} = \frac{I_M (D + D_L)}{2}. \quad (2.66)$$

Igualando as expressões (2.62) e (2.66), é possível isolar o valor médio da corrente de saída para o modo de condução descontínua:

$$I_o = \frac{I_M (D + D_L)}{2[M - (a - b)n]}. \quad (2.67)$$

Pode-se ainda substituir (2.65) em (2.67) a fim de se obter (2.68).

$$I_o = \frac{V_i D (D + D_L)}{2L_m f_s [M - (a - b)n]} \quad (2.68)$$

Conforme previamente apresentado, a tensão das células de ganho é definida por (2.69).

$$V_{cg} = aV_a + bV_b \quad (2.69)$$

Sendo  $V_a$  e  $V_b$ , no MDC, dadas por (2.56) e (2.57), tem-se que:

$$V_{cg} = anV_i + bn \frac{D}{D_L} V_i = n \frac{aD_L + bD}{D_L} V_i. \quad (2.70)$$

Substituindo (2.55) e (2.70) em (2.3), pode-se encontrar a tensão de saída do conversor *Boost* utilizando as células de ganho operando no modo de condução descontínua:

$$V_o = \frac{D_L + D}{D_L} V_i + n \frac{aD_L + bD}{D_L} V_i = \frac{(1 + an)D_L + (1 + bn)D}{D_L} V_i. \quad (2.71)$$

Isolando  $D_L$  de (2.71), obtém-se (2.72).

$$D_L = \frac{(1 + bn)D}{M - (1 + an)} \quad (2.72)$$

Substituindo (2.72) em (2.68), chega-se a:

$$I_o = \frac{V_i D}{2L_m f_s [M - (a - b)n]} \left[ D + \frac{(1 + bn)D}{M - (1 + an)} \right], \quad (2.73)$$

$$I_o = \frac{V_i D^2}{2L_m f_s [M - (1 + an)]} = \frac{V_o}{R_o}. \quad (2.74)$$

Mediante (2.74), pode-se finalmente isolar a função de ganho estático para o modo de condução descontínua:

$$M_{MCD} = \frac{1}{2} \left[ (1 + an) + \sqrt{(1 + an) + \frac{2R_o D^2}{L_m f_s}} \right]. \quad (2.75)$$

### 2.2.3 Modo de condução crítica (MCCr)

Por definição, a condução crítica ocorre quando a corrente no indutor magnetizante  $L_m$  se anula exatamente no final do período de comutação  $T_s$  do conversor. A Figura 2.40 ilustra a tensão e a corrente em  $L_m$  nesse modo de operação.

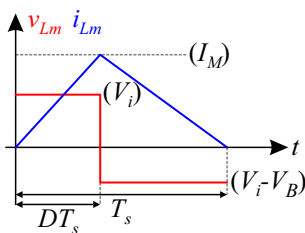


Figura 2.40 – Tensão e corrente no indutor magnetizante  $L_m$  no MCCr.

Por intermédio da Figura 2.40 pode-se calcular o valor médio da corrente no indutor magnetizante (2.76). Atenta-se que o valor máximo da corrente  $i_{Lm}$  é similar ao do MCD.

$$I_{Lm} = \frac{I_M}{2} = \frac{V_i D}{2L_m f_s} \quad (2.76)$$

Igualando (2.76) com (2.62), que corresponde ao valor médio da corrente magnetizante para qualquer modo de operação, pode-se encontrar o valor médio da corrente de saída para o modo de condução crítica:

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{V_i D}{2L_m f_s [M - (a - b)n]}. \quad (2.77)$$

Ainda, a partir de (2.77), é possível obter a resistência de carga crítica, dada por (2.78).

$$R_{o\_crit} = \frac{2L_m M [M - (a-b)n]}{DT_s} \quad (2.78)$$

É interessante salientar que as expressões (2.77) e (2.78) poderiam ter sido obtidas igualando-se (2.53) e (2.75), haja vista que no MCCr os ganhos estáticos para o MCC e o MCD são iguais.

Na literatura, existem algumas maneiras interessantes de analisar graficamente a expressão (2.77) realizando parametrizações [8], [9] e [45]. Em [8], [9], é utilizado um parâmetro adimensional  $K$  que corresponde a uma medida de tendência de o conversor operar no MCD:

$$K = \frac{2L_m}{R_o T_s}. \quad (2.79)$$

O valor crítico de  $K$  pode ser obtido por meio da substituição de (2.79) em (2.77), gerando (2.80).

$$K_{crit} = \frac{D}{M [M - (a-b)n]} \quad (2.80)$$

Substituindo, então, a expressão de ganho estático (2.53) em (2.80), encontra-se  $K_{crit}$  em função da razão cíclica  $D$  (2.81). Dessa maneira, sendo a relação de transformação  $n$  e os índices  $a$  e  $b$  conhecidos, pode-se gerar o gráfico exemplificado na Figura 2.41.

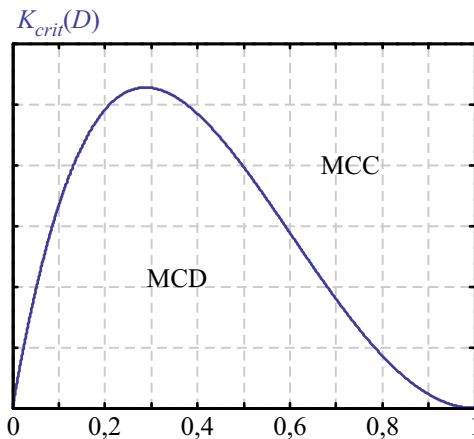


Figura 2.41 – Exemplo de análise da condução crítica através de  $K_{crit}$ .



$$K_{crit}(D) = \frac{D(1-D)^2}{[1+an-(a-b)nD](1+bn)} \quad (2.81)$$

Outra parametrização, conhecida como característica externa ou de carga, pode ser encontrada em [8] e [45]. Nessa parametrização, um parâmetro adimensional  $\gamma$  é definido por:

$$\gamma = \frac{2L_m I_o}{V_i T_s}. \quad (2.82)$$

Substituindo (2.82) em (2.77), chega-se ao valor crítico de  $\gamma$  dado por (2.83). Isolando-se a razão cíclica  $D$  do ganho estático (2.53) e substituindo-a em (2.83) pode-se obter (2.84) que depende apenas do ganho estático, considerando que a relação de transformação  $n$  e os índices  $a$  e  $b$  são conhecidos.

$$\gamma = \frac{D}{M - (a-b)n} \quad (2.83)$$

$$\gamma = \frac{M - (1+an)}{[M - (a-b)n]^2} \quad (2.84)$$

Assim, mediante (2.84) e às equações de ganho no MCC e no MCD, é possível gerar a característica externa para esse grupo de conversores, conforme a Figura 2.42.

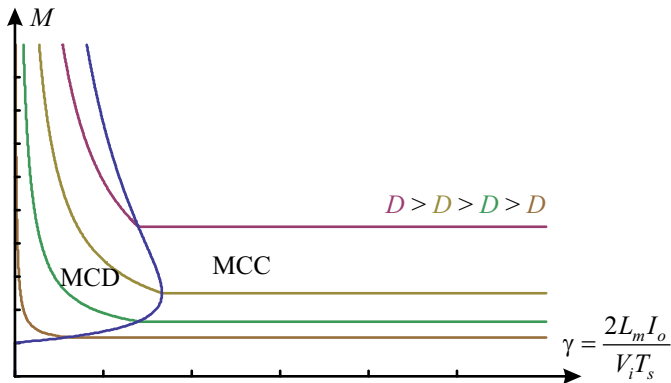


Figura 2.42 – Exemplo de característica externa dos conversores analisados.

Como o ganho estático no MCD depende da corrente de carga, é interessante encontrá-lo em função de  $\gamma$ . Para isto, basta substituir (2.82) em (2.74), a fim de se obter (2.85).

$$M_{MCD} = \frac{D^2 + (1 + an)\gamma}{\gamma} \quad (2.85)$$

### 2.3 Conclusão

Neste capítulo foi realizada uma revisão bibliográfica dos conversores cc-cc não-isolados baseados no conversor *Boost*, com foco naqueles capazes de proporcionar o alto ganho de tensão requerido (10 – 30) para os sistemas fotovoltaicos discutidos no capítulo 1. Mediante os conceitos de variação topológica e célula de ganho, verificou-se que muitos desses conversores propostos na literatura possuem estruturas semelhantes e podem ser representados pelas mesmas equações de ganho estático e pela mesma característica externa.

Tal semelhança indica a possibilidade de tais conversores serem descritos, também, pelas mesmas etapas de operação, formas de onda e esforços nos componentes, conforme será analisado no capítulo subsequente. Ademais, por efeito do estudo realizado neste capítulo, considera-se que todos esses conversores podem, a partir de agora, ser denominados por uma única nomenclatura: “conversor *Boost* com célula de ganho”.

### PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO CONVERSOR *BOOST* COM CÉLULA DE GANHO EM MODO DE CONDUÇÃO CONTÍNUA

Até o momento, apenas o ganho estático e a característica externa do conversor *Boost* com célula de ganho foram analisados. Neste capítulo serão apresentados as etapas de operação, as principais formas de onda e os esforços nos componentes, em modo de condução contínua. O modo de condução descontínua não será avaliado, haja vista que, normalmente, conversores cc-cc operando em tal modo possuem elevados valores eficazes de corrente, implicando, assim, redução de rendimento. É importante ressaltar que os modos de condução citados são referentes à corrente no indutor magnetizante.

Para uma análise adequada, será considerada a presença de um indutor de dispersão referenciado ao enrolamento primário do modelo elétrico ideal do indutor acoplado, previamente apresentado na Figura 2.37. Tal indutor representa o fluxo disperso – parcela do fluxo total que não contribui para a indução de tensão no enrolamento secundário. Ademais, será considerado que todos os demais componentes passivos e ativos são ideais e que todos os capacitores são suficientemente grandes, de modo que suas tensões possam ser consideradas constantes no período de comutação. A Figura 3.1 ilustra o circuito analisado, em que o bloco CG representa uma célula de ganho genérica.

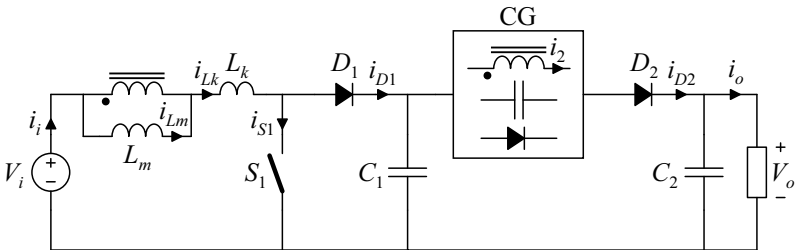


Figura 3.1 – Modelo comutado do conversor *Boost* com célula de ganho considerando o fluxo disperso no acoplamento dos indutores.

### 3.1 Etapas de operação e formas de onda

Os conversores com célula de ganho estudados nesta dissertação apresentam cinco etapas de operação, salvo os conversores *Boost* que utilizam as células de ganho I e II, os quais possuem, respectivamente, apenas quatro e três etapas. A descrição das etapas será feita de acordo com a polaridade da célula de ganho, classificada neste trabalho como positiva ou negativa, haja vista implicar diferenças no modo de operação dos conversores.

Basicamente, a diferença de operação reside na condução do diodo de saída  $D_2$ . Em algumas células, o diodo  $D_2$  é diretamente polarizado no período em que o diodo  $D_1$  encontra-se em condução, enquanto em outras, o diodo  $D_2$  é diretamente polarizado no período em que o diodo  $D_1$  encontra-se bloqueado. Pelo fato de o diodo  $D_2$ , assim como o diodo  $D_1$  no conversor *Boost* clássico, ser responsável pela transferência de energia para carga, optou-se por nomeá-las, respectivamente, de células de polaridade positiva, pela semelhança de condução dos diodos, e células de polaridade negativa, pela dessemelhança de condução dos diodos.

Além disso, conforme exposto no capítulo 2, ao analisá-los separadamente, nota-se que ambos os tipos de células de ganho possuem duas etapas de operação. A fim de que essas etapas não sejam confundidas com as etapas de operação do conversor, a operação da célula de ganho será definida por dois modos, exemplificados na Figura 3.2 e descritos da seguinte forma:

- Modo 1: com o objetivo de armazenar energia, os capacitores  $C_{cg1}$  das células de ganho (se existentes) são posicionados em paralelo com o enrolamento secundário do indutor acoplado e/ou com os capacitores  $C_{cg2}$  (se existentes), conforme exemplifica a Figura 3.2 (a);

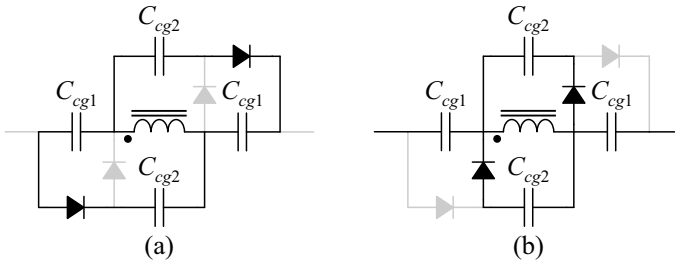


Figura 3.2 – (a) modo 1 e (b) modo 2 para célula de ganho IX.

▪ Modo 2: para que a transferência de energia para a carga possa ser realizada, os capacitores  $C_{cg1}$  (se existentes) são posicionados em série com o enrolamento secundário do indutor acoplado, enquanto os capacitores  $C_{cg2}$  (se existentes) são alocados em paralelo com tal enrolamento, com o intuito de armazenar energia, conforme ilustra a Figura 3.2 (b).

Ressalta-se que a definição de ambos os modos de operação facilita a descrição das etapas de operação do conversor *Boost* com célula de ganho.

### 3.1.1 Células de polaridade positiva

As células de ganho I, III, V, VII, e IX estão inseridas nesse grupo, ou seja, aquelas apresentadas na coluna à esquerda na Figura 2.11. As etapas de operação são descritas abaixo e ilustradas na Figura 3.3, enquanto na Figura 3.4 (a) são apresentadas as principais formas de onda, com exceção à célula I, cujas formas de onda são ilustradas na Figura 3.5 (a). Na Figura 3.5, as regiões destacadas ilustram as etapas de operação inexistentes quando comparadas com as formas de onda da Figura 3.4.

#### 3.1.1.1 1ª etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

Nessa primeira etapa o interruptor  $S_1$  encontra-se em condução e os indutores magnetizante  $L_m$  e de dispersão  $L_k$  estão armazenando energia proveniente da fonte de entrada  $V_i$ . A célula de ganho está no modo 1 de operação, assim, exceto para a célula I, parte da energia proveniente da fonte  $V_i$  é transferida para a célula de ganho através do indutor acoplado, a fim de carregar seus capacitores  $C_{cg1}$ . O diodo  $D_2$  encontra-se bloqueado e o capacitor  $C_2$  alimenta a carga  $R_o$ . Essa etapa, ilustrada na Figura 3.3 (a), chega ao fim quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear.

#### 3.1.1.2 2ª etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

Com o bloqueio do interruptor  $S_1$ , o diodo  $D_1$  entra em condução. Dessa forma, a energia armazenada no indutor  $L_k$  é transferida para o capacitor  $C_1$ . A célula de ganho se mantém no modo 1 de operação, enquanto o indutor magnetizante  $L_m$  segue recebendo energia da fonte  $V_i$

e o diodo  $D_2$  continua bloqueado. Essa etapa é apresentada na Figura 3.3 (b) e termina quando a corrente  $i_{Lk}$  torna-se igual a corrente  $i_{Lm}$ .

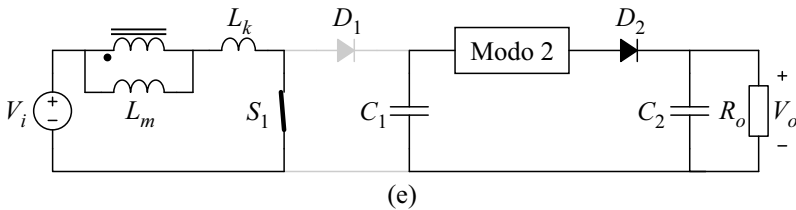
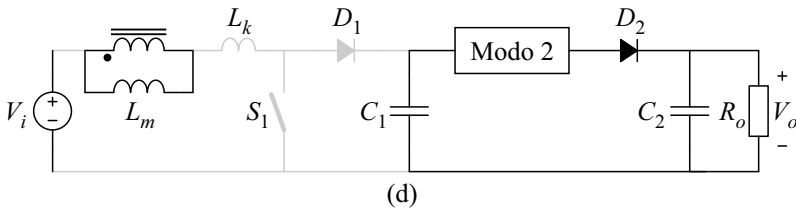
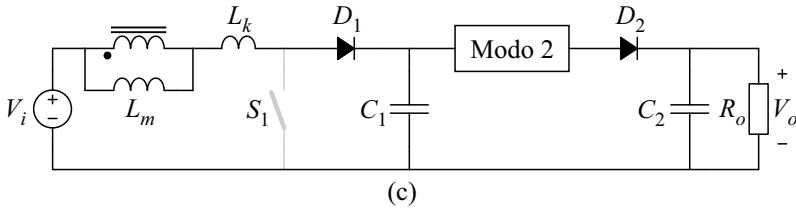
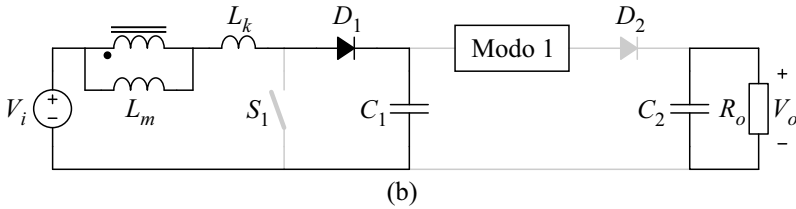
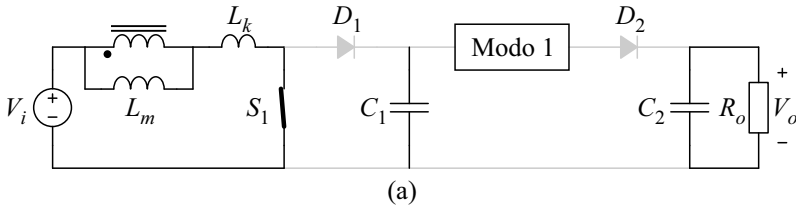


Figura 3.3 – Etapas de operação do conversor *Boost* com células de ganho de polaridade positiva.

Para a célula de ganho I essa etapa é inexistente, uma vez que  $i_{Lk}$

é igual  $i_{Lm}$  desde a etapa anterior, devido ao fato de que, nessa célula, não há armazenamento de energia em capacitores, ou seja, no momento em que  $S_1$  é comanda a bloquear, o diodo  $D_2$  entra imediatamente em condução.

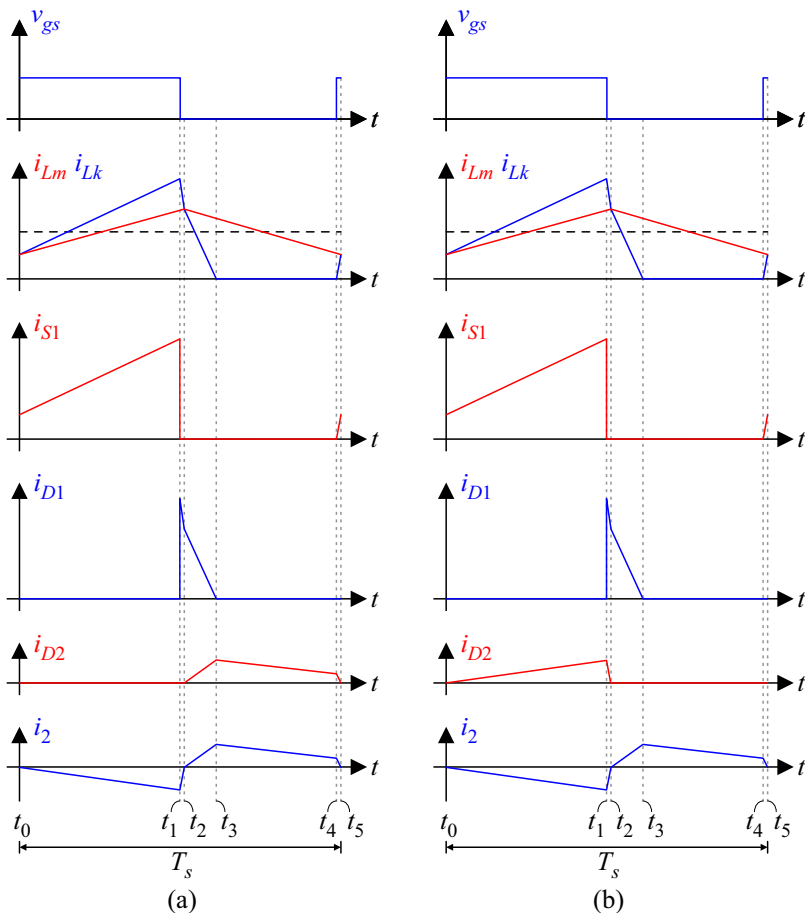


Figura 3.4 – Principais formas de onda do conversor *Boost* utilizando células de ganho de polaridade positiva (a) e de polaridade negativa (b).

### 3.1.1.3 3ª etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

Quando a corrente  $i_{Lk}$  torna-se igual a corrente  $i_{Lm}$ , a corrente do enrolamento secundário do indutor acoplado  $i_2$  cai a zero, a célula de

ganho passa a operar no modo 2 e o diodo  $D_2$  entra em condução, conforme ilustra a Figura 3.3 (c). Dessa maneira, os capacitores  $C_{cg1}$  das células de ganho, o capacitor  $C_1$  e o indutor magnetizante  $L_m$ , via indutor acoplado, passam a fornecer energia para o capacitor  $C_2$  e para a carga  $R_o$ . Simultaneamente, a energia armazenada no indutor  $L_k$  continua sendo entregue ao capacitor  $C_1$  por meio do diodo  $D_1$ . Essa etapa se completa quando a energia armazenada em  $L_k$  se extingue, ou seja, quando a corrente  $i_{Lk}$  torna-se zero.

#### 3.1.1.4 4ª etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

Com o término da energia armazenada em  $L_k$ , o diodo  $D_1$  é bloqueado. A célula de ganho mantém-se no modo 2 de operação. Os capacitores  $C_{cg1}$ , o capacitor  $C_1$  e o indutor magnetizante  $L_m$  continuam fornecendo energia para o capacitor  $C_2$  e para a carga  $R_o$ . Essa etapa é exibida na Figura 3.3 (d) e termina quando o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir.

#### 3.1.1.5 5ª etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

A quinta e última etapa inicia-se com a entrada em condução do interruptor  $S_1$ , cuja comutação ocorre de maneira suave tipo ZCS (*Zero-Current Switching*). Desse modo, a fonte de entrada  $V_i$  passa a prover energia para o indutor de dispersão  $L_k$ . Os capacitores  $C_{cg1}$ , o capacitor  $C_1$  e o indutor magnetizante  $L_m$  seguem fornecendo energia para o capacitor  $C_2$  e para a carga  $R_o$ . No momento em que  $i_{Lk}$  torna-se igual a  $i_{Lm}$ , a corrente  $i_2$  no secundário do indutor acoplado se anula, fazendo com que a célula de ganho volte a operar no modo 1 e o diodo  $D_2$  seja bloqueado, pondo fim a essa etapa de operação, ilustrada na Figura 3.3 (e).

### 3.1.2 Células de polaridade negativa

As células de ganho II, IV, VI, VIII, e X estão inseridas nesse grupo, ou seja, aquelas apresentadas na coluna à direita da Figura 2.11. As etapas de operação são descritas abaixo e ilustradas na Figura 3.6. A Figura 3.4 (b) apresenta as principais formas de onda, com exceção à célula II, cujas formas de ondas são ilustradas na Figura 3.5 (b).



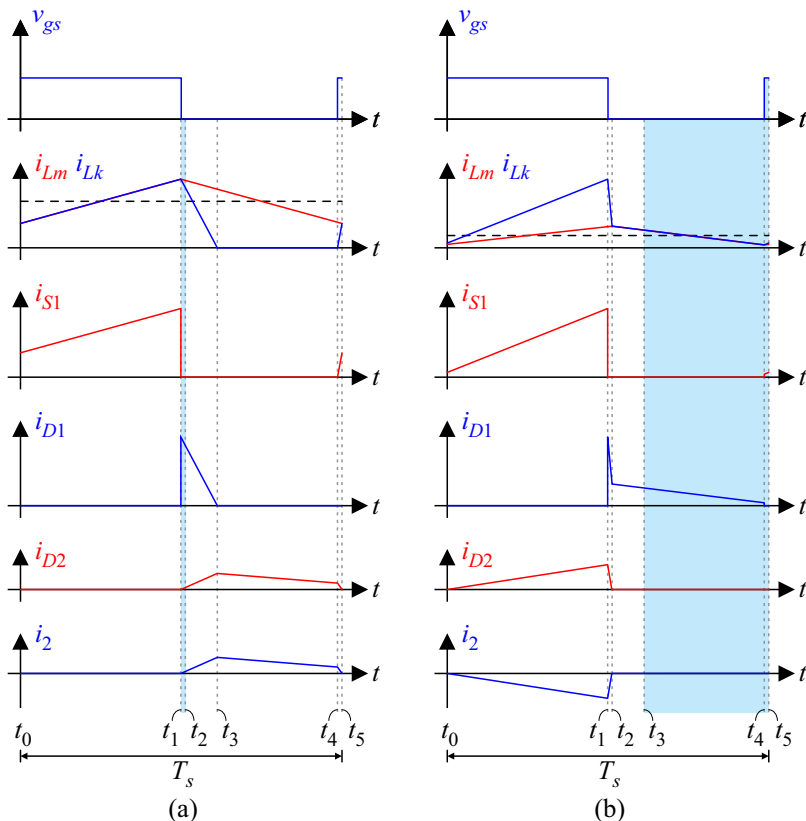


Figura 3.5 – Principais formas de onda do conversor *Boost* utilizando a célula de ganho I (a) e a célula de ganho II (b).

### 3.1.2.1 1ª etapa ( $t_0 < t < t_1$ )

Nessa primeira etapa o interruptor  $S_1$  encontra-se em condução e os indutores magnetizante  $L_m$  e de dispersão  $L_k$  estão armazenando energia proveniente da fonte de entrada  $V_i$ . A célula de ganho está no modo 2 de operação e o  $D_2$  encontra-se em condução. Dessa forma, o capacitor  $C_1$ , o indutor magnetizante  $L_m$ , via indutor acoplado, e os capacitores  $C_{cg1}$ , se existentes, fornecem energia para o capacitor  $C_2$  e para a carga  $R_o$ . Essa etapa, ilustrada na Figura 3.6 (a), chega ao fim quando o interruptor  $S_1$  é comandado a bloquear.

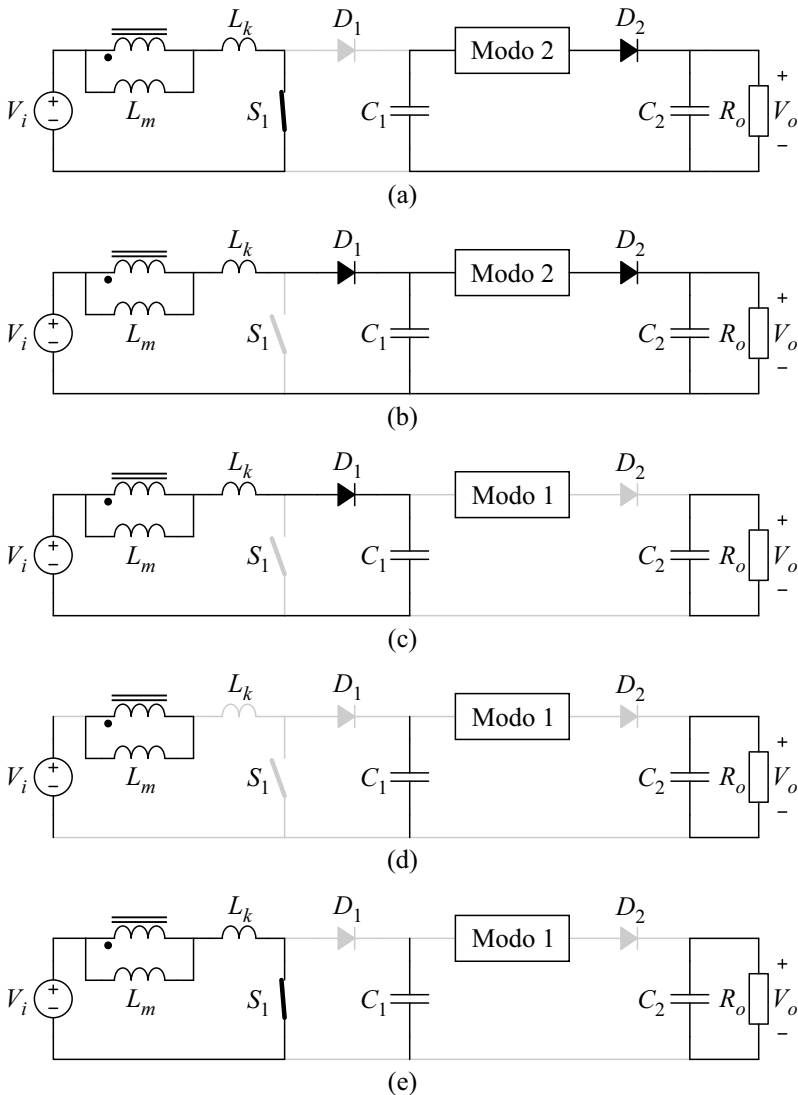


Figura 3.6 – Etapas de operação do conversor *Boost* com células de ganho de polaridade negativa.

### 3.1.2.2 2ª etapa ( $t_1 < t < t_2$ )

Com o bloqueio do interruptor  $S_1$ , o diodo  $D_1$  entra em condução.

Destarte, a energia armazenada no indutor  $L_k$  é transferida para o capacitor  $C_1$ . A célula de ganho se mantém no modo 2 de operação, o indutor magnetizante  $L_m$  segue recebendo energia da fonte  $V_i$  e diodo  $D_2$  continua em condução, sendo possível a transferência de energia do capacitor  $C_1$ , do indutor magnetizante  $L_m$  e dos capacitores  $C_{cg1}$  para o capacitor  $C_2$  e para a carga  $R_o$ . Essa etapa é apresentada na Figura 3.6 (b) e termina quando a corrente  $i_{Lk}$  torna-se igual a corrente  $i_{Lm}$ .

### 3.1.2.3 3ª etapa ( $t_2 < t < t_3$ )

Quando a corrente  $i_{Lk}$  torna-se igual a corrente  $i_{Lm}$ , a corrente do secundário do indutor acoplado  $i_2$  cai a zero, a célula de ganho passa a operar no modo 1 e o diodo  $D_2$  é bloqueado, conforme ilustra a Figura 3.6 (c). Assim, exceto para célula II, os capacitores  $C_{cg1}$  deixam de se descarregar em  $C_2$  e passam a ser carregados com a energia armazenada no indutor  $L_m$ , enquanto a energia armazenada no indutor  $L_k$  continua sendo entregue ao capacitor  $C_1$ , e o capacitor  $C_2$  alimenta a carga  $R_o$ . Essa etapa se completa quando a energia armazenada em  $L_k$  se extingue, ou seja, quando a corrente  $i_{Lk}$  torna-se nula.

### 3.1.2.4 4ª etapa ( $t_3 < t < t_4$ )

Com o término da energia armazenada em  $L_k$ , o diodo  $D_1$  é bloqueado. A célula de ganho mantém-se no modo 1 de operação, os capacitores  $C_{cg1}$  continuam recebendo energia do indutor  $L_m$  e o capacitor  $C_2$  segue suprindo a carga  $R_o$ . Essa etapa é exibida na Figura 3.6 (d) e termina quando o interruptor  $S_1$  é comandado a conduzir.

Para a célula de ganho II essa etapa é inexistente, uma vez que  $i_{Lk}$  é igual  $i_{Lm}$ . Como está sendo considerada a operação do conversor no modo de condução contínua,  $i_{Lk}$  nunca se anulará.

### 3.1.2.5 5ª etapa ( $t_4 < t < t_5$ )

A quinta e última etapa inicia-se com a entrada em condução (comutação suave ZCS) do interruptor  $S_1$ . A célula de ganho segue no modo 1 de operação, assim, o indutor magnetizante  $L_m$  continua fornecendo energia para os capacitores  $C_{cg1}$ . A fonte de entrada  $V_i$  passa a prover energia para o indutor de dispersão  $L_k$  e, no momento em que  $i_{Lk}$  torna-se igual a  $i_{Lm}$ , a corrente  $i_2$ , no secundário do indutor acoplado,

se anula, pondo fim a essa etapa de operação, ilustrada na Figura 3.6 (e).

Para a célula de ganho II essa etapa é inexistente, uma vez que  $i_{Lk}$  é igual  $i_{Lm}$  desde a terceira etapa, devido ao fato de que nessa célula não há armazenamento de energia em capacitores, ou seja, no momento em que  $S_1$  é comanda a conduzir, o diodo  $D_2$  entra imediatamente em condução.

### 3.2 Cálculo de esforços

Uma vez que as etapas de operação e as formas de onda estejam definidas, pode-se calcular os esforços nos componentes presentes no circuito. Para isso, será considerado que a indutância de dispersão é insignificante, tornando a 2ª e a 5ª etapas desprezíveis. Assim, apenas a 1ª, a 3ª e a 4ª etapas serão consideradas, conforme ilustra a Figura 3.7, em que os tempos  $t_c$  e  $t_x$  são definidos por (3.1) e (3.2), respectivamente.

$$t_c \triangleq DT_s \quad (3.1)$$

$$t_x \triangleq D_x T_s \quad (3.2)$$

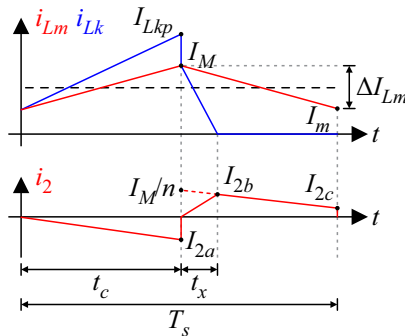


Figura 3.7 – Formas de onda das correntes  $i_{Lm}$ ,  $i_{Lk}$  e  $i_2$  desconsiderando a 2ª e a 5ª etapas.

#### 3.2.1 Corrente no indutor magnetizante $L_m$

A equação que define o valor médio da corrente  $i_{Lm}$  foi previamente relatada no item 2.2.2 e repetida em (3.3) por conveniência.

$$I_{Lm} = [M - (a - b)n] I_o \quad (3.3)$$

A ondulação da corrente no indutor  $L_m$  pode ser encontrada por meio da relação volt-ampère do indutor:

$$\Delta I_{Lm} = \frac{DV_i}{L_m f_s}. \quad (3.4)$$

De posse de (3.4), pode-se escrever os valores máximo (3.5) e mínimo (3.6) da corrente  $i_{Lm}$ .

$$I_M = I_{Lm} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2} = [M - (a - b)n]I_o + \frac{DV_i}{2L_m f_s} \quad (3.5)$$

$$I_m = I_{Lm} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} = [M - (a - b)n]I_o - \frac{DV_i}{2L_m f_s} \quad (3.6)$$

### 3.2.2 Valor médio das correntes nos diodos

Devido ao fato de o valor médio da corrente em qualquer capacitor ser igual à zero, observa-se que os valores médios das correntes nos diodos  $D_1$  e  $D_2$  são iguais ao valor médio da corrente de saída  $i_o$ , assim como será em qualquer diodo  $D_{cg}$  presente em uma célula de ganho. Portanto:

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{Dcg} = I_o. \quad (3.7)$$

### 3.2.3 Tempo de condução $t_x$ do diodo $D_1$

Conhecendo-se o valor médio da corrente no diodo  $D_1$ , é possível determinar seu tempo  $t_x$  de condução, ilustrado na Figura 3.7, haja vista que o valor de pico da corrente nesse diodo é igual ao valor máximo da corrente magnetizante. Assim:

$$I_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_x} i_{Lk}(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \frac{I_M D_x T_s}{2}, \quad (3.8)$$

$$D_x = \frac{2I_o}{I_M}. \quad (3.9)$$

A equação (3.9) não é verdadeira para célula de ganho II, uma

vez que  $i_{D1}$  não se anula, pois é igual a  $i_{Lm}$  durante todo o período  $(1 - D)T_s$ , conforme ilustrado na Figura 3.5 (b). Neste caso, tem-se:

$$D_x = \frac{2I_o}{I_M + I_m} = (1 - D) . \quad (3.10)$$

Dessa forma, com o objetivo de padronizar as equações, permitindo, por exemplo, que seja desenvolvida apenas uma planilha de cálculo válida para todas as células de ganho – Apêndice A, pode-se definir o tempo de condução do diodo  $D_1$  como sendo:

$$D_x = \frac{2I_o}{I_M + I_x} , \quad (3.11)$$

em que:

$$I_x = \begin{cases} I_m & \text{para } b = 0 \\ 0 & \text{para } b \neq 0 \end{cases} . \quad (3.12)$$

### 3.2.4 Corrente no interruptor $S_1$

Da Figura 3.1 sabe-se que:

$$i_{S1} = i_{Lk} - i_{D1} = i_i - i_{D1} . \quad (3.13)$$

Logo, como os valores médios de  $i_i$  e  $i_{D1}$  são conhecidos e descritos em (2.60) e (3.7), respectivamente, escreve-se:

$$I_{S1} = (M - 1)I_o . \quad (3.14)$$

### 3.2.5 Corrente no indutor de dispersão $L_k$

Conforme já mencionado, o valor médio da corrente em  $L_k$  é:

$$I_{Lk} = I_i = MI_o . \quad (3.15)$$

O valor de pico da corrente no indutor  $L_k$  pode ser obtido por meio do cálculo valor médio da corrente no interruptor  $S_1$ :

$$I_{S1} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_c} i_{Lk}(t) \cdot dt = \frac{(I_m + I_{Lkp})D}{2} . \quad (3.16)$$

Substituindo (3.14) em (3.16) e isolando  $I_{Lkp}$ , obtém-se (3.17).

$$I_{Lkp} = \frac{2(M-1)I_o}{D} - I_m \quad (3.17)$$

### 3.2.6 Corrente $i_2$ no secundário do indutor acoplado

O valor médio da corrente no secundário do indutor acoplado já foi discutido em 2.2.2 e é dado por (3.18).

$$I_2 = (b-a)I_o \quad (3.18)$$

De (2.59) tem-se que:

$$i_2 = \frac{i_{Lm} - i_{Lk}}{n}. \quad (3.19)$$

Sabe-se, mediante a Figura 3.7, que:

$$I_{2a} = i_2(t_c) = \frac{i_{Lm}(t_c) - i_{Lk}(t_c)}{n} = \frac{I_M - I_{Lkp}}{n}. \quad (3.20)$$

Desse modo, substituindo (3.17) em (3.20), chega-se a:

$$I_{2a} = \frac{2I_{Lm}}{n} - \frac{2(M-1)I_o}{nD}. \quad (3.21)$$

Observando a Figura 3.7, percebe-se que em  $t = T_s$ :

$$I_{2c} = i_2(T_s) = \frac{i_{Lm}(T_s) - i_{Lk}(T_s)}{n} = \frac{I_m - 0}{n}. \quad (3.22)$$

No entanto, conforme previamente discutido, exclusivamente para célula de ganho II:

$$I_{2c} = i_2(T_s) = \frac{i_{Lm}(T_s) - i_{Lk}(T_s)}{n} = \frac{I_m - I_m}{n} = 0. \quad (3.23)$$

Assim, pode-se novamente utilizar  $I_x$  a fim de se obter uma expressão única para qualquer célula de ganho:

$$I_{2c} = \frac{I_m - I_x}{n}. \quad (3.24)$$

Por fim, para o cálculo de  $I_{2b}$ , pode-se encontrar a expressão de  $i_2$  para o período  $(1 - D - D_x)T_s$ , correspondente à linha tracejada da Figura 3.7:

$$i_2(t) = \frac{nI_{2c} - I_M}{n(1 - D)T_s}t + \frac{I_M}{n} \text{ para } t \geq t_c + t_x. \quad (3.25)$$

Em  $t_c + t_x$ :

$$I_{2b} = i_2(t_c + t_x) = \frac{nI_{2c} - I_M}{n(1 - D)T_s}D_xT_s + \frac{I_M}{n}. \quad (3.26)$$

Portanto, substituindo (3.24) em (3.26), escreve-se:

$$I_{2b} = \frac{(I_m - I_x)D_x + I_M(1 - D - D_x)}{n(1 - D)}. \quad (3.27)$$

### 3.2.7 Corrente no diodo $D_2$

Mediante o estudo anterior, referente às etapas de operação e formas de onda, notou-se que a principal diferença de funcionamento entre as células de ganho de polaridade positiva e de polaridade negativa está no período de condução do diodo  $D_2$ . Considerando-se a polaridade positiva, a corrente  $i_{D2}$  é uma imagem de  $i_2$  no intervalo  $(1 - D)T_s$ , mas, com polaridade negativa,  $i_{D2}$  é também uma imagem de  $i_2$ , porém, no intervalo  $DT_s$ . Dessa forma, a análise dos valores de pico da corrente no diodo  $D_2$  será realizada de maneira separada para cada polaridade.

#### 3.2.7.1 Polaridade positiva

Para polaridade positiva, a corrente no diodo  $D_2$  possui a mesma forma de onda que a parcela positiva da corrente  $i_2$ . Em alguns casos, além do formato,  $i_2$  e  $i_{D2}$  apresentam amplitudes idênticas. Entretanto, quando há armazenamento de energia em capacitores internos às células ( $C_{cg2}$ ) durante a condução do diodo  $D_2$ , a corrente se divide igualmente entre  $D_2$  e os diodos da célula de ganho responsáveis por entregar energia aos capacitores  $C_{cg2}$ . Tal divisão deve-se ao fato de todos os diodos possuírem o mesmo valor médio de corrente e conduzirem durante o mesmo intervalo de tempo.



A fim de se obter equações gerais, válidas para qualquer célula de polaridade positiva, propõe-se a criação de um novo índice  $c$ , que corresponde ao número de capacitores  $C_{cg2}$  na célula de ganho. Com base no exposto, pode-se atualizar a Tabela 2.1 para a Tabela 3.1 e escrever (3.28), em que  $i_2^+$  corresponde à parcela positiva da corrente  $i_2$ .

$$i_{D2} = \frac{i_2^+}{(1+c)}, \text{ para polaridade positiva} \quad (3.28)$$

A partir de (3.28), é possível obter os valores de pico da corrente no diodo  $D_2$  para polaridade positiva:

$$I_{D2b}^+ = \frac{I_{2b}}{(1+c)} = \frac{(I_m - I_x)D_x + I_M(1-D-D_x)}{n(1+c)(1-D)}, \quad (3.29)$$

$$I_{D2c}^+ = \frac{I_{2c}}{(1+c)} = \frac{I_m - I_x}{n(1+c)}. \quad (3.30)$$

Tabela 3.1 – Índices  $a$ ,  $b$  e  $c$  para as células de ganho.

Célula de ganho	$a$	$b$	$c$
I	0	1	0
II	1	0	0
III	1	1	0
IV	1	1	0
V	2	1	0
VI	1	2	0
VII	1	2	1
VIII	2	1	1
IX	2	3	2
X	3	2	2

### 3.2.7.2 Polaridade negativa

Diferentemente do caso anterior, para polaridade negativa, a corrente no diodo  $D_2$  possui a mesma forma de onda que o módulo da parcela negativa da corrente  $i_2$  e de forma similar ao que ocorre para a polaridade positiva, em alguns casos, além do formato,  $i_{D2}$  apresenta amplitudes idênticas a  $i_2$ . Contudo, quando há armazenamento de

energia em capacitores internos às células ( $C_{cg2}$ ) durante a condução do diodo  $D_2$ , a corrente se divide igualmente entre  $D_2$  e os diodos da célula de ganho responsáveis por entregar energia aos capacitores  $C_{cg2}$ . Tal divisão deve-se ao fato de todos os diodos possuírem o mesmo valor médio de corrente e conduzirem durante o mesmo intervalo de tempo.

Dessa forma, analogamente ao caso anterior, pode-se escrever (3.31), em que  $i_2^-$  corresponde a parcela negativa da corrente  $i_2$ .

$$i_{D2} = -\frac{i_2^-}{(1+c)}, \text{ para polaridade negativa} \quad (3.31)$$

Consequentemente, a partir de (3.31), é possível obter o valor de pico da corrente no diodo  $D_2$  para polaridade negativa:

$$I_{D2a}^- = -\frac{I_{2a}}{(1+c)} = \frac{2(M-1)I_o}{n(1+c)D} - \frac{2I_{Lm}}{n(1+c)}. \quad (3.32)$$

Nota-se que (3.32) é válida apenas para polaridade negativa, enquanto  $I_{D2a}$  possui valor nulo para polaridade positiva. Em contrapartida, (3.29) e (3.30) são verdadeiras apenas para polaridade positiva, já que para polaridade negativa  $I_{D2b}$  e  $I_{D2c}$  são nulas. A fim de se obter equações coerentes para qualquer célula de ganho independente de sua polaridade, é criado um novo índice  $p$ , apresentado na Tabela 3.2, que representa a polaridade de cada célula.

Tabela 3.2 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para as células de ganho.

<b>Célula de ganho</b>	<b><math>a</math></b>	<b><math>b</math></b>	<b><math>c</math></b>	<b><math>p</math></b>
I	0	1	0	1
II	1	0	0	-1
III	1	1	0	1
IV	1	1	0	-1
V	2	1	0	1
VI	1	2	0	-1
VII	1	2	1	1
VIII	2	1	1	-1
IX	2	3	2	1
X	3	2	2	-1

Logo, é possível ponderar essas equações conforme em (3.33), (3.34) e (3.35), sendo, portanto, válidas para qualquer polaridade.

$$I_{D2a} = -\frac{I_{2a}}{(1+c)} \frac{(1-p)}{2}, \quad (3.33)$$

$$I_{D2b} = \frac{I_{2b}}{(1+c)} \frac{(1+p)}{2}, \quad (3.34)$$

$$I_{D2c} = \frac{I_{2c}}{(1+c)} \frac{(1+p)}{2}. \quad (3.35)$$

### 3.2.8 Correntes nos diodos da célula de ganho

Conforme discutido anteriormente, em uma célula de ganho podem existir diodos que conduzem simultaneamente com o diodo  $D_2$ . Tais diodos possuem a mesma forma de onda da corrente  $i_{D2}$  e serão representados por  $D_{cg2}$ , de acordo com (3.36). Os demais diodos presentes na célula de ganho, denominados  $D_{cg1}$ , conduzem a parcela da corrente de  $i_2$  no intervalo de tempo em que o diodo  $D_2$  encontra-se bloqueado. Tal corrente pode ser definida por (3.37), (3.38) e (3.39), em que  $[(a+b) - (1+c)]$  corresponde à quantidade de diodos  $D_{cg1}$ .

$$i_{Dcg2} = i_{D2} \quad (3.36)$$

$$I_{Dcg1a} = -\frac{I_{2a}}{[(a+b) - (1+c)]} \frac{(1+p)}{2} \quad (3.37)$$

$$I_{Dcg1b} = \frac{I_{2b}}{[(a+b) - (1+c)]} \frac{(1-p)}{2} \quad (3.38)$$

$$I_{Dcg1c} = \frac{I_{2c}}{[(a+b) - (1+c)]} \frac{(1-p)}{2} \quad (3.39)$$

### 3.2.9 Valores eficazes de corrente

O cálculo de todos os valores eficazes de corrente será baseado

nos valores de pico, de acordo com o Apêndice B. Ressalta-se que não serão realizadas as substituições, uma vez que essa ação conduzirá a expressões extensas.

### 3.2.9.1 Valor eficaz da corrente no indutor de dispersão $L_k$

$$I_{L_{kef}} = \sqrt{\frac{D}{3} \left( I_m^2 + I_m I_{L_{kp}} + I_{L_{kp}}^2 \right) + \frac{D_x}{3} I_M^2} \quad (3.40)$$

### 3.2.9.2 Valor eficaz da corrente no interruptor $S_1$

$$I_{S1ef} = \sqrt{\frac{D}{3} \left( I_m^2 + I_m I_{L_{kp}} + I_{L_{kp}}^2 \right)} \quad (3.41)$$

### 3.2.9.3 Valor eficaz da corrente no diodo $D_1$

$$I_{D1ef} = \sqrt{\frac{D_x}{3} I_M^2} \quad (3.42)$$

### 3.2.9.4 Valor eficaz da corrente no secundário do indutor acoplado

$$I_{2ef} = \sqrt{\frac{D}{3} I_{2a}^2 + \frac{D_x}{3} I_{2b}^2 + \frac{1-D-D_x}{3} \left( I_{2b}^2 + I_{2b} I_{2c} + I_{2b}^2 \right)} \quad (3.43)$$

### 3.2.9.5 Valor eficaz da corrente no diodo $D_2$

Graças à generalização realizada em (3.33), (3.34) e (3.35), pode-se considerar, para efeito do cálculo do valor eficaz, que a forma de onda da corrente no diodo  $D_2$  é semelhante à corrente no enrolamento secundário do indutor acoplado, haja vista que para polaridade positiva  $I_{D2a} = 0$  e para polaridade negativa  $I_{D2b} = I_{D2c} = 0$ . Como resultado, encontra-se:

$$I_{D2ef} = \sqrt{\frac{D}{3} I_{D2a}^2 + \frac{D_x}{3} I_{D2b}^2 + \dots + \frac{1-D-D_x}{3} \left( I_{D2b}^2 + I_{D2b} I_{D2c} + I_{D2b}^2 \right)} \quad (3.44)$$

### 3.2.9.6 Valor eficaz da corrente no diodo $D_{cg1}$

Assim como em (3.44),  $i_{D_{cg1}}$  pode ser considerada semelhante a  $i_2$  devido à generalização adotada para atender células de ganho com polaridades positiva e negativa. Destarte:

$$I_{D_{cg1ef}} = \sqrt{\frac{\frac{D}{3} I_{D_{cg1a}}^2 + \frac{D_x}{3} I_{D_{cg1b}}^2 + \dots}{1 - D - \frac{D_x}{3} (I_{D_{cg1b}}^2 + I_{D_{cg1b}} I_{D_{cg1c}} + I_{D_{cg1b}}^2)}} \quad (3.45)$$

### 3.2.9.7 Valor eficaz da corrente no diodo $D_{cg2}$

$$I_{D_{cg2ef}} = I_{D2ef} \quad (3.46)$$

## 3.2.10 Valor de pico da tensão nos componentes

O valor de pico da tensão nos componentes semicondutores também não se altera para as diferentes variações topológicas.

### 3.2.10.1 Valor de pico da tensão no interruptor $S_1$

$$V_{S1p} = V_B = \frac{1}{1-D} V_i \quad (3.47)$$

### 3.2.10.2 Valor de pico da tensão no diodo $D_1$

$$V_{D1p} = V_B = \frac{1}{1-D} V_i \quad (3.48)$$

### 3.2.10.3 Valor de pico da tensão nos diodos $D_2$ , $D_{cg1}$ e $D_{cg2}$

$$V_{D2p} = V_{D_{cgp}} = V_a + V_b = \frac{n}{1-D} V_i \quad (3.49)$$

## 3.3 Variações topológicas

No capítulo 2 foi mencionada a possibilidade de as variações topológicas da Figura 2.3 serem estendidas para todos os conversores *Boost* com célula de ganho, tal como a Figura 3.8, em que o bloco CG

corresponde à célula de ganho. Toda a análise apresentada até o momento é válida para essas variações topológicas, ou seja, o princípio de funcionamento, o ganho estático, a característica externa e as formas de onda da Figura 3.4 não são alterados. No entanto, algumas figuras de mérito são diferentes para cada variação topológica, como, por exemplo, a corrente de entrada e as tensões e correntes nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ .

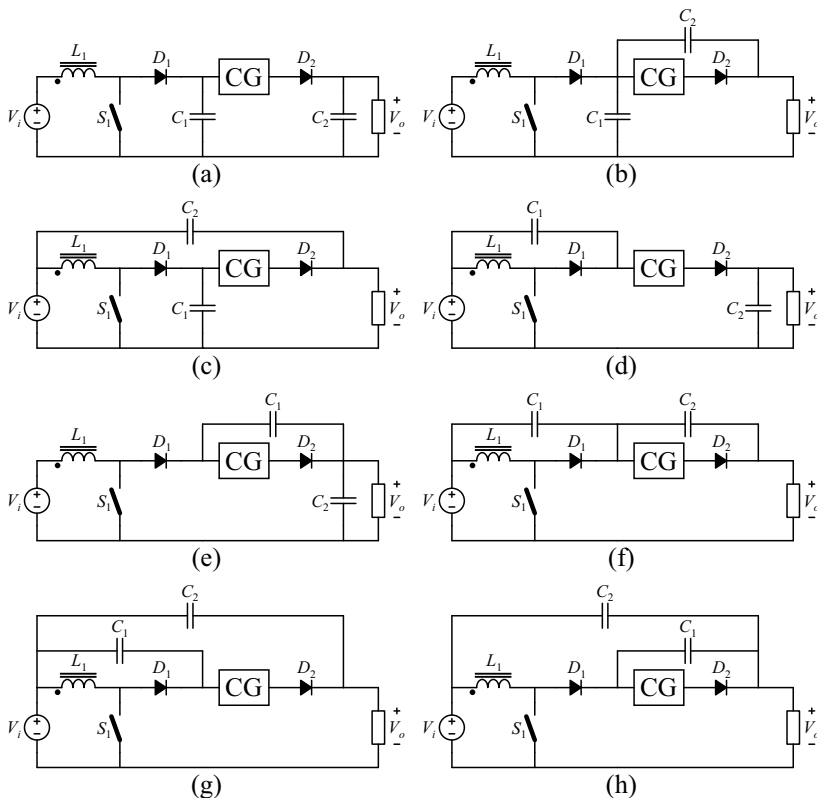


Figura 3.8 – Variações topológicas para os conversores *Boost* com célula de ganho.

### 3.3.1 Corrente de entrada $i_i$

Para a corrente de entrada existem quatro possibilidades:

$$i_{i1} = i_{Lk} \text{ para (a), (b) e (e) ;} \quad (3.50)$$

$$i_{i2} = i_{Lk} - i_{D2} + i_o \text{ para (c)} ; \quad (3.51)$$

$$i_{i3} = i_{Lk} - i_{D1} + i_{D2} \text{ para (d)} ; \quad (3.52)$$

$$i_{i4} = i_{Lk} - i_{D1} + i_o \text{ para (f), (g) e (h)} . \quad (3.53)$$

Na Figura 3.9 (a) são ilustradas as formas de onda das correntes de entrada para polaridade positiva, enquanto a Figura 3.9 (b) apresenta as formas de onda para polaridade negativa.

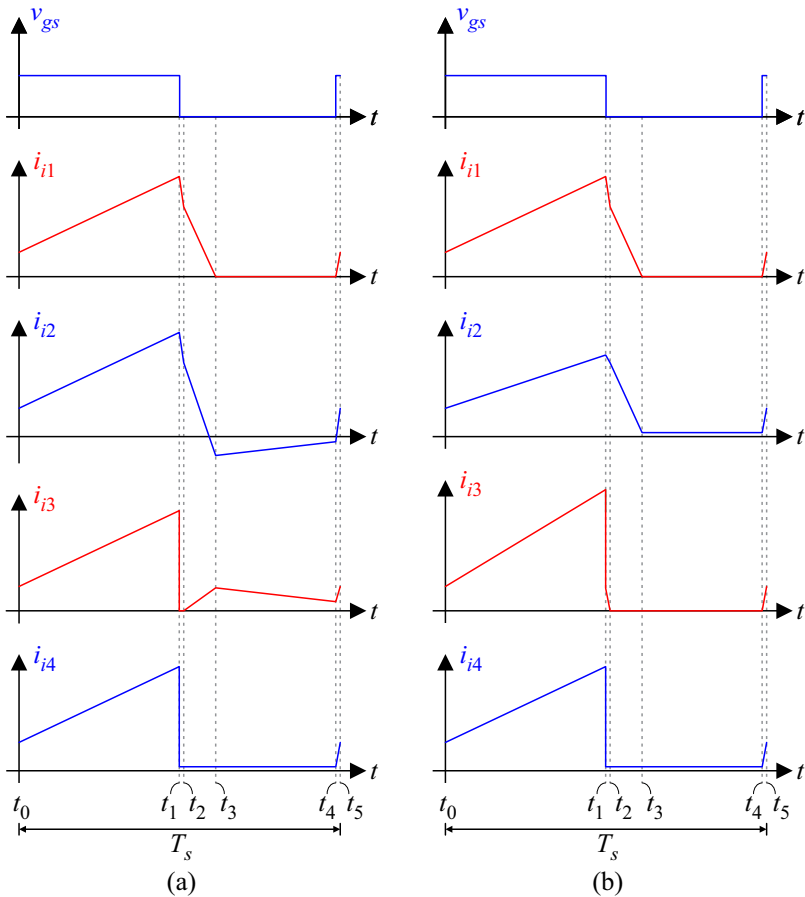


Figura 3.9 – Correntes de entrada para (a) polaridade positiva e (b) polaridade negativa.

Devido ao fato de a corrente no diodo  $D_2$  ser diferente para polaridades positiva e negativa, as correntes de entrada  $i_{i2}$  e  $i_{i3}$  também são diferentes para esses dois casos. Em contrapartida, graças à independência de  $i_{D2}$ , as correntes  $i_{i1}$  e  $i_{i4}$  são iguais para ambas as polaridades.

Em muitas aplicações é importante que a corrente de entrada apresente baixa ondulação, como, por exemplo, aquelas que empregam baterias, painéis fotovoltaicos e células a combustível. Nesses casos, para que seja possível a utilização do conversor *Boost* acoplado a células de ganho, é necessário a implementação de um filtro na entrada do conversor, portanto, o conhecimento do valor eficaz da corrente de entrada será determinante para o seu projeto.

Os cálculos dos valores eficazes das correntes de entrada ilustradas na Figura 3.9 são apresentados no Apêndice C. Optou-se por não incluí-los no texto principal porque se tratam de equações extensas e de pouca utilidade para análises comparativas entre as diferentes variações topológicas. Perante o exposto, decidiu-se compará-las graficamente. A Figura 3.10 apresenta os valores eficazes das correntes de entrada em função da razão cíclica  $D$  para a célula de ganho VII, uma célula de polaridade positiva.

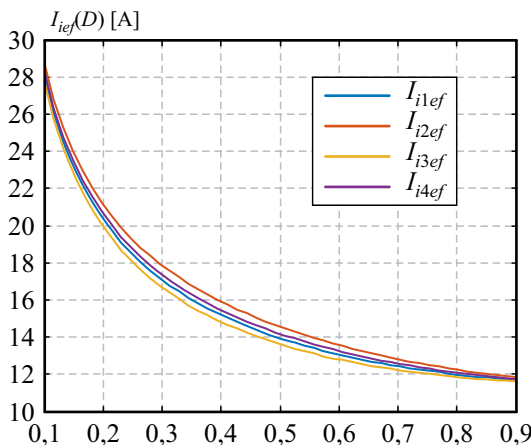


Figura 3.10 – Valores eficazes das correntes de entrada para diferentes variações topológicas do conversor *Boost* acoplado à célula de ganho VII.  
( $V_i = 20$  V;  $P_o = 200$  W;  $n = 3$ ;  $f_s = 50$  kHz;  $L_m = 20$   $\mu$ H)



Mediante a Figura 3.10, observa-se a presença de uma ordem de grandeza bem definida dada por (3.54). Aparentemente, a diferença entre os valores é pequena, entretanto, dependendo da aplicação, a corrente de entrada pode ser um fator determinante para a escolha da variação topológica do conversor em questão.

$$I_{i3ef} < I_{i1ef} < I_{i4ef} < I_{i2ef} \quad (3.54)$$

Vale ressaltar que, apesar de nesse caso ter sido utilizada a célula VII, qualquer célula de ganho com polaridade positiva apresentará o mesmo comportamento da Figura 3.10 e respeitará (3.54).

Um exemplo para polaridade negativa é apresentado na Figura 3.11, em que se observa a relação descrita em (3.55), mostrando novamente que a corrente de entrada pode ser um fator determinante para a escolha da variação topológica mais interessante para uma dada aplicação. Para esse caso, optou-se por utilizar a célula de ganho VIII, no entanto, novamente, qualquer célula de polaridade negativa poderia ter sido empregada.

$$I_{i2ef} < I_{i1ef} < I_{i4ef} < I_{i3ef} \quad (3.55)$$

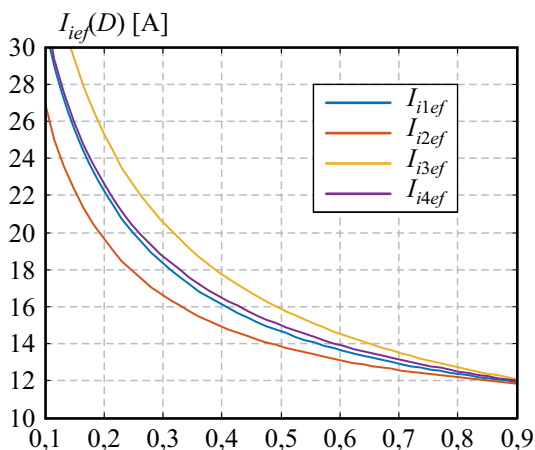


Figura 3.11 – Valores eficazes das correntes de entrada para diferentes variações topológicas do conversor *Boost* acoplado à célula de ganho VIII. ( $V_i = 20$  V;  $P_o = 200$  W;  $n = 3$ ;  $f_s = 50$  kHz;  $L_m = 20$   $\mu$ H)

### 3.3.2 Corrente nos capacitores $C_1$ e $C_2$

Tanto o capacitor  $C_1$  quanto o capacitor  $C_2$  apresentam duas possibilidades de corrente, dadas, respectivamente, por (3.56), (3.57), (3.58) e (3.59). Suas formas de onda são apresentadas na Figura 3.12.

$$i_{C11} = i_{D1} - i_{D2} \text{ para (a), (c), (d), (e), (g) e (h)}; \quad (3.56)$$

$$i_{C12} = i_{D1} - i_o \text{ para (b) e (f)}; \quad (3.57)$$

$$i_{C21} = i_{D2} - i_o \text{ para (a), (b), (c), (d), (f) e (g)}; \quad (3.58)$$

$$i_{C22} = i_{D1} - i_o \text{ para (e) e (h)}. \quad (3.59)$$

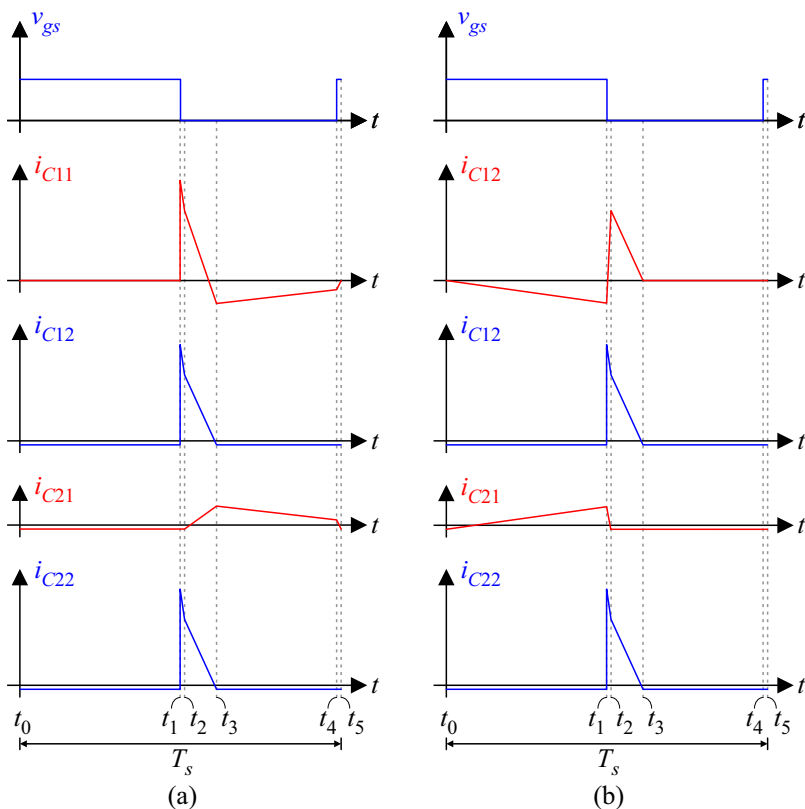


Figura 3.12 – Correntes nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  para (a) polaridade positiva e (b) polaridade negativa.

Assim como para a corrente de entrada, pelo fato de a corrente no diodo  $D_2$  ser diferente para polaridade positiva e negativa, as correntes  $i_{C11}$  e  $i_{C21}$  são diferentes para esses dois tipos de célula. Todavia, devido à independência de  $i_{D2}$ , as correntes  $i_{C12}$  e  $i_{C22}$  são iguais para ambas as polaridades.

Os cálculos dos valores eficazes das correntes ilustradas na Figura 3.12 são desenvolvidos no Apêndice C. A título de ilustração, a Figura 3.13 apresenta os valores eficazes das correntes nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$  em função da razão cíclica  $D$  para a célula de ganho V – uma célula com polaridade positiva – e para a célula de ganho VI – uma célula com polaridade negativa.

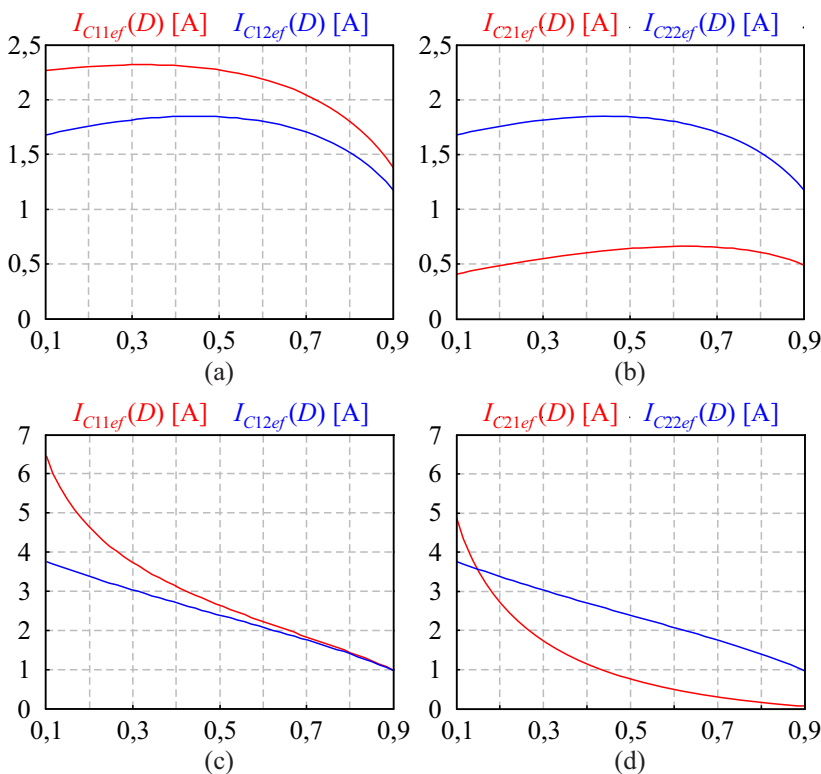


Figura 3.13 – Valores eficazes das correntes nos capacitores (a)  $C_1$  e (b)  $C_2$  para a célula de ganho V (polaridade positiva) e (c)  $C_1$  e (d)  $C_2$  para célula de ganho VI (polaridade negativa), considerando diferentes variações topológicas.

( $V_i = 20$  V;  $P_o = 200$  W;  $n = 5$ ;  $f_s = 50$  kHz;  $L_m = 40$   $\mu$ H)

### 3.3.3 Tensão nos capacitores $C_1$ e $C_2$

#### 3.3.3.1 *Variação topológica (a)*

$$V_{C1} = V_B \quad (3.60)$$

$$V_{C2} = V_B + V_{cg} = V_o \quad (3.61)$$

#### 3.3.3.2 *Variação topológica (b)*

$$V_{C1} = V_B \quad (3.62)$$

$$V_{C2} = V_{cg} \quad (3.63)$$

#### 3.3.3.3 *Variação topológica (c)*

$$V_{C1} = V_B \quad (3.64)$$

$$V_{C2} = V_B + V_{cg} - V_i = V_o - V_i \quad (3.65)$$

#### 3.3.3.4 *Variação topológica (d)*

$$V_{C1} = V_B - V_i \quad (3.66)$$

$$V_{C2} = V_B + V_{cg} = V_o \quad (3.67)$$

#### 3.3.3.5 *Variação topológica (e)*

$$V_{C1} = V_{cg} \quad (3.68)$$

$$V_{C2} = V_B + V_{cg} = V_o \quad (3.69)$$

#### 3.3.3.6 *Variação topológica (f)*

$$V_{C1} = V_B - V_i \quad (3.70)$$

$$V_{C2} = V_{cg} \quad (3.71)$$

#### 3.3.3.7 *Variação topológica (g)*

$$V_{C1} = V_B - V_i \quad (3.72)$$

$$V_{C2} = V_B + V_{cg} - V_i = V_o - V_i \quad (3.73)$$

### 3.3.3.8 Variação topológica (h)

$$V_{C1} = V_{cg} \quad (3.74)$$

$$V_{C2} = V_B + V_{cg} - V_i = V_o - V_i \quad (3.75)$$

## 3.3.4 Comparação entre as variações topológicas

A Tabela 3.3 e a Tabela 3.4 apresentam uma comparação qualitativa entre as diversas variações topológicas da Figura 3.8 para polaridade positiva e para polaridade negativa, em que a melhor avaliação é representada por + e a pior por -. Assim, pode-se vislumbrar qual variação topológica é a mais adequada para uma determinada aplicação.

Tabela 3.3 – Comparação entre as variações topológicas do conversor *Boost* com célula de ganho de polaridade positiva.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)
$I_{ief}$	0	0	–	+	0	0	0	0
$I_{C1ef}$	0	+	0	0	0	+	0	0
$I_{C2ef}$	+	+	+	+	–	+	+	–
$V_{C1}$	0	0	0	+	–	+	+	–
$V_{C2}$	–	+	0	–	–	+	0	0
$\Delta V_{C1}$	+	–	+	+	+	–	+	+

Tabela 3.4 – Comparação entre as variações topológicas do conversor *Boost* com célula de ganho de polaridade negativa.

	(a)	(b)	(c)	(d)	(e)	(f)	(g)	(h)
$I_{ief}$	0	0	+	–	0	0	0	0
$I_{C1ef}$	0	+	0	0	0	+	0	0
$I_{C2ef}$	+	+	+	+	–	+	+	–
$V_{C1}$	0	0	0	+	–	+	+	–
$V_{C2}$	–	+	0	–	–	+	0	0
$\Delta V_{C1}$	+	–	+	+	+	–	+	+

A ondulação de tensão  $\Delta V_{C1}$  nas variações topológicas (b) e (f) receberam avaliação negativa pelo fato de, nesses casos, o capacitor  $C_1$  encontrar-se em série com capacitor  $C_2$ , necessitando maiores valores de capacitância em aplicações que exijam baixa ondulação na tensão de saída.

### 3.4 Efeito do indutor de dispersão no ganho estático

Até o momento a influência do indutor de dispersão no ganho estático dos conversores *Boost* com célula de ganho foi desprezada. Para avaliar tal influência serão consideradas as aproximações presentes na Figura 3.14, visto que análises mais rigorosas mostraram-se impraticáveis. Basicamente, desprezaram-se as etapas transitórias, conforme vinha sendo adotado em outras análises, e considerou-se que a corrente no indutor magnetizante  $L_m$  é desprovida de ondulação.

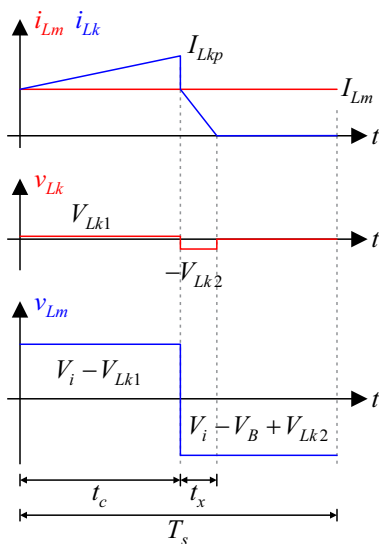


Figura 3.14 – Formas de onda de corrente e tensão no indutor magnetizante  $L_m$  e no indutor de dispersão  $L_k$ .

Como a ondulação de corrente no indutor  $L_m$  é nula, tem-se que:

$$I_{Lm} = I_M = I_m = [M - (a - b)n] I_o = \frac{(1 + bn)}{(1 - D)} I_o, \quad (3.76)$$

dessa forma, substituindo (3.76) em (3.9), encontra-se:

$$D_x = \frac{2I_o}{I_{Lm}} = \frac{2(1-D)}{(1+bn)}. \quad (3.77)$$

Similarmente, substituindo (3.76) em (3.17), obtém-se o valor de pico da corrente no indutor de dispersão:

$$I_{Lkp} = \frac{2(M-1)I_o}{D} - I_{Lm} = \frac{[M-(1-an)]}{D} I_o. \quad (3.78)$$

Por meio de (3.76), (3.77), (3.78) e da relação volt-ampère do indutor, pode-se encontrar (3.79) e (3.80).

$$V_{Lk1} = L_k \frac{(I_{Lkp} - I_{Lm})}{DT_s} = \frac{2an}{D^2} L_k f_s I_o \quad (3.79)$$

$$V_{Lk2} = L_k \frac{I_{Lm}}{D_x T_s} = \frac{(1+bn)^2}{2(1-D)^2} L_k f_s I_o \quad (3.80)$$

Sabe-se que o valor médio da tensão em um indutor é igual a zero, assim, escreve-se:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} (v_{Lk} + v_{Lm}) dt = 0. \quad (3.81)$$

À vista disso, obtém-se (3.82) que, ao ser substituída por (3.77) e (3.80), conduz ao ganho estático da tensão  $V_B$  dado por (3.83) e ilustrado na Figura 3.15 para diferentes valores de  $L_k$ .

$$V_B = \frac{1}{1-D} V_i + \frac{D_x}{1-D} V_{Lk2} \quad (3.82)$$

$$M_B = \frac{V_B}{V_i} = \frac{1}{1-D} + \frac{(1+bn)}{(1-D)^2} \frac{L_k f_s I_o}{V_i} \quad (3.83)$$

Mediante (3.83) observa-se que a tensão  $V_B$  aumenta com o aumento da indutância de dispersão, caracterizando um ganho de razão cíclica. Tal efeito pode se tornar problemático, haja vista que a tensão

$V_B$  é a que determina os valores de pico das tensões no interruptor  $S_1$  e no diodo  $D_1$ . Desse modo, é importante que  $L_k$  seja de baixo valor para que o ganho de tensão não se distancie muito do ganho ideal. Ademais, outros parâmetros, como frequência de comutação, potência de saída, tensão de saída, razão cíclica, relação de transformação e índices da célula de ganho são diretamente proporcionais a esse aumento de tensão.

Uma vez que a análise aqui realizada é baseada em muitas aproximações, o resultado real pode ser bastante diferente do apresentado em (3.83), assim, recomenda-se a utilização de *softwares* de simulação para observar se a indutância de dispersão obtida na prática é adequada para o projeto.

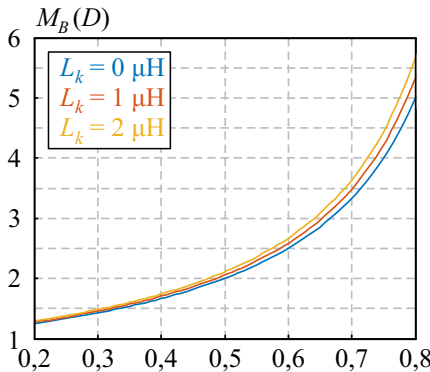


Figura 3.15 – Ganho estático *Boost* considerando a influência do indutor de dispersão.

$$(a = 3, b = 2, n = 5, f_s = 50 \text{ kHz}, I_o = 0,5 \text{ A}, V_i = 20 \text{ V})$$

Quanto à tensão de saída, sabe-se do capítulo 2 que:

$$V_o = V_B + aV_a + bV_b, \quad (3.84)$$

além do mais, por meio de  $v_{Lm}$ , presente na Figura 3.14, pode-se extrair (3.85) e (3.86).

$$V_a = n(V_i - V_{Lk1}) \quad (3.85)$$

$$V_b = n(V_B - V_i - V_{Lk2}) \quad (3.86)$$

Assim sendo, substituindo (3.83), (3.85) e (3.86) em (3.84), obtém-se o ganho estático do conversor *Boost* utilizando células de



ganho e considerando o efeito do indutor de dispersão:

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + an - (a - b)nD}{1 - D} + \dots - \left[ \frac{2(an)^2}{D^2} + \frac{bn(1 + bn)^2}{2(1 - D)^2} - \frac{bn(1 + bn)}{(1 - D)^2} - \frac{(1 + bn)}{(1 - D)^2} \right] \frac{L_k f_s I_o}{V_i}, \quad (3.87)$$

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{\frac{1 + an - (a - b)nD}{1 - D}}{1 + \left[ \frac{2(an)^2}{D^2} + \left( \frac{bn}{2} - 1 \right) \frac{(1 + bn)^2}{(1 - D)^2} \right] \frac{L_k f_s}{R_o}}. \quad (3.88)$$

Analizando (3.88) nota-se que o indutor de dispersão ocasiona perda de razão cíclica, ou seja, a tensão de saída  $V_o$  diminui com o aumento de  $L_k$ , conforme ilustra a Figura 3.16. De maneira geral, tal efeito não prejudica o funcionamento do conversor, que apenas deverá operar com uma razão cíclica superior à projetada. No entanto, deve-se evitar a operação com valores extremos de razão cíclica, devido à perda de razão cíclica excessiva. Além do mais, nota-se que a frequência de comutação, a tensão de saída, a potência de saída, a relação de transformação e os índices da célula de ganho possuem influência significativa sobre esse efeito.

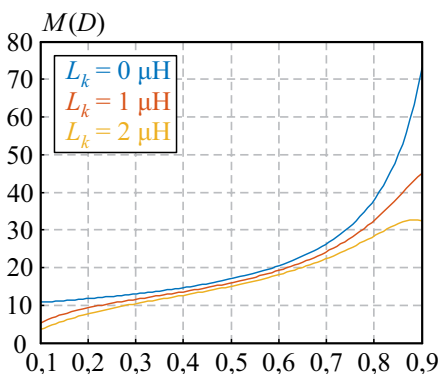


Figura 3.16 – Ganho estático do conversor *Boost* com célula de ganho considerando a influência da indutância de dispersão.

( $a = 3$ ,  $b = 2$ ,  $n = 5$ ,  $f_s = 50$  kHz,  $I_o = 0,5$  A,  $V_i = 20$  V)

### 3.5 Determinação dos capacitores $C_1$ , $C_2$ e $C_{cg}$

#### 3.5.1 Capacitor de saída $C_2$

A capacitância de  $C_2$  pode ser determinada a partir da ondulação de tensão  $\Delta V_o$  máxima especificada para o projeto. Uma maneira simples de encontrar a expressão que relaciona essas duas grandezas é por meio da relação volt-ampère do capacitor (3.89) no período de tempo em que ele mantém a carga de forma isolada.

$$i_C = C \frac{\Delta V_C}{\Delta t} \quad (3.89)$$

Por meio da análise realizada até o momento, sabe-se que esse intervalo de tempo é diferente para cada polaridade. Para polaridade positiva  $\Delta t = DT_s$ , enquanto que para polaridade negativa  $\Delta t = (1-D)T_s$ . Assim, pode-se escrever (3.90) e (3.91).

$$C_2 \geq \frac{DT_s I_o}{\Delta V_o}, \text{ para polaridade positiva} \quad (3.90)$$

$$C_2 \geq \frac{(1-D)T_s I_o}{\Delta V_o}, \text{ para polaridade negativa} \quad (3.91)$$

A partir da ponderação utilizada outras vezes neste trabalho, é possível encontrar uma equação única e válida para qualquer polaridade:

$$C_2 \geq \frac{I_o}{f_s \Delta V_o} \left[ \frac{D(1+p) + (1-D)(1-p)}{2} \right]. \quad (3.92)$$

#### 3.5.2 Capacitores $C_1$ e $C_{cg}$

Apesar de os capacitores  $C_1$  e  $C_{cg}$  não precisarem atender nenhuma especificação de ondulação de tensão, suas capacitâncias são muito importantes para o funcionamento do conversor, haja vista que, em determinadas etapas de operação, esses capacitores entram em ressonância com o indutor de dispersão do indutor acoplado. Caso o período de ressonância  $T_r$  seja menor ou próximo do intervalo de tempo  $\Delta t$  em que ocorre a etapa ressonante, o conversor opera de maneira

diferente e as equações levantadas até o momento tornam-se inválidas.

Devido ao fato de as etapas ressonantes possuírem circuitos equivalentes diferentes para cada célula de ganho, a análise rigorosa de cada etapa conduz a um procedimento penoso e precioso. Desse modo, optou-se por uma análise simples e sem rigor, porém satisfatória.

Assim sendo, para garantir que o conversor opere da maneira desejada, pode-se, hipoteticamente, considerar a pior situação teórica para um circuito ressonante de segunda ordem, ilustrado na Figura 3.17. Nesse caso, a etapa ressonante aconteceria em um intervalo de tempo  $\Delta t$  igual ao período de comutação  $T_s$  e o capacitor ressonante  $C_r$  seria formado pela associação série de todos os capacitores  $C_{cg}$  e  $C_1$ . Nessa configuração, a menor capacitância equivalente possível é obtida, o que implica o menor período ressonante factível, uma vez que:

$$T_r = 2\pi\sqrt{L_r C_r} , \quad (3.93)$$

em que o indutor de ressonância  $L_r$  é o próprio indutor de dispersão refletido para o enrolamento secundário:

$$L_r = n^2 L_k . \quad (3.94)$$

Ademais, como o número de capacitores  $C_1$  e  $C_{cg}$  é definido por  $(a + b)$ , pode-se escrever (3.95), ao considerar  $C_1 = C_{cg}$ .

$$C_r = \frac{C_{cg}}{(a + b)} . \quad (3.95)$$

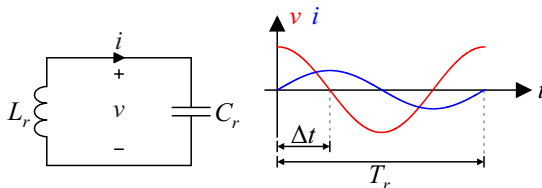


Figura 3.17 – Circuito ressonante considerado na análise.

Por fim, considera-se aceitável que a ressonância ocorra no máximo até um quadrante da forma de onda sinusoidal de corrente:

$$\Delta t \leq \frac{T_r}{4} . \quad (3.96)$$

Logo, substituindo (3.93), (3.94) e (3.95) em (3.96), obtém-se:

$$C_1 = C_{cg} \geq \frac{4(a+b)}{\pi^2 f_s^2 n^2 L_k}. \quad (3.97)$$

É importante ressaltar que, por ter sido calculada para a pior situação, a capacitância necessária para evitar que um conversor *Boost* com célula de ganho opere de maneira ressonante pode ser muito menor que a apresentada em (3.97). Portanto, para obtenção de menores valores, recomenda-se analisar cada etapa ressonante existente ou então utilizar *softwares* de simulação e reduzir o valor encontrado em (3.97) gradativamente até o valor considerado aceitável pelo projetista.

Ademais, observa-se em (3.97) que a capacitância desejada é inversamente proporcional à indutância de dispersão. Desse modo, é interessante que a indutância de  $L_k$  não seja muito pequena a ponto de exigir uma alta capacitância para  $C_1$  e  $C_{cg}$ , permitindo, por exemplo, a utilização de capacitores cerâmicos, cujas características incluem reduzido volume e perdas praticamente nulas.

A determinação dos capacitores aqui apresentada foi baseada na variação topológica (a) – considerada a padrão. Todavia, o método pouco difere para as demais: capacitores responsáveis por manter a carga deverão ser projetados de acordo com a ondulação de tensão requerida para o projeto e os demais capacitores devem garantir que o conversor não opere de maneira ressonante.

### 3.6 Comparação com resultados de simulação

Para validar a análise dos esforços apresentada nesse capítulo, julgou-se interessante comparar os resultados calculados com resultados de simulação. Dessa forma, foram realizadas simulações do conversor *Boost* com as células de ganho V e VI, a fim de avaliar ambas as polaridades. A Figura 3.18 ilustra o modelo simulado no *software PSIM*, bem como os parâmetros utilizados em todas as simulações. A Tabela 3.5 e a Tabela 3.6 apresentam os resultados obtidos para a célula de ganho V, enquanto a Tabela 3.7 e a Tabela 3.8 exibem os resultados para a célula de ganho VI. Três simulações foram realizadas:

- Simulação 1: os conversores foram simulados com razão cíclica  $D$  fixada em 0,5 e indutância de dispersão  $L_k$  igual a 0,2  $\mu\text{H}$ ;

- Simulação 2: os conversores foram simulados com razão cíclica  $D$  fixada em 0,5 e indutância de dispersão  $L_k$  igual a  $0,4 \mu\text{H}$ ;
- Simulação 3: os conversores foram simulados com razão cíclica  $D$  ajustada para que a tensão de saída seja exatamente igual a  $400 \text{ V}$  e a indutância de dispersão  $L_k$  utilizada foi de  $0,2 \mu\text{H}$ .

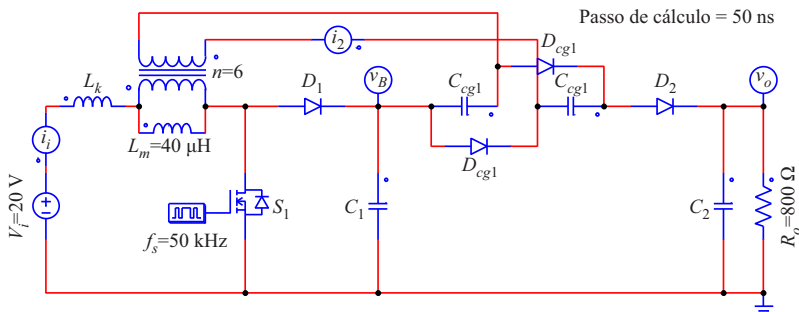


Figura 3.18 – Modelo elétrico simulado no *software PSIM*.

Tabela 3.5 – Comparação entre valores calculados e simulados dos esforços válidos para todas as variações topológicas utilizando a célula de ganho V.

Grandeza	Calc.	Sim. 1	$ \epsilon_{r1} $	Sim. 2	$ \epsilon_{r2} $	Sim. 3	$ \epsilon_{r3} $
$V_o$ [V]	400	393,037	2%	386,799	3%	400	0%
$I_o$ [A]	0,5	0,491	2%	0,484	3%	0,5	0%
$I_{Lm}$ [A]	7	6,723	4%	6,453	8%	7	0%
$I_M$ [A]	9,5	9,167	4%	8,856	7%	9,515	0%
$I_m$ [A]	4,5	4,259	6%	4,048	11%	4,493	0%
$I_{Lk}$ [A]	10	9,691	3%	9,354	7%	10	0%
$I_{Lkef}$ [A]	14,789	14,410	3%	13,987	6%	14,679	1%
$I_2$ [A]	-0,5	-0,491	2%	-0,484	3%	-0,5	0%
$I_{2ef}$ [A]	1,792	1,751	2%	1,720	4%	1,771	1%
$I_{S1}$ [A]	9,5	9,175	4%	8,878	7%	9,511	0%
$I_{S1ef}$ [A]	14,681	14,185	4%	13,762	7%	14,511	1%
$I_{D1}$ [A]	0,5	0,484	3%	0,476	5%	0,493	1%
$I_{D1ef}$ [A]	1,78	2,179	18%	2,497	29%	2,215	20%
$I_{D2}$ [A]	0,5	0,491	2%	0,484	3%	0,5	0%
$I_{D2ef}$ [A]	0,737	0,725	2%	0,714	3%	0,746	1%
$I_{Dcg1}$ [A]	0,5	0,491	2%	0,484	3%	0,5	0%
$I_{Dcg1ef}$ [A]	0,816	0,793	3%	0,763	7%	0,805	1%
$V_B$ [V]	40	40,851	2%	42,460	6%	41,895	5%

Tabela 3.6 – Comparação entre valores calculados e simulados dos esforços específicos para cada variação topológica utilizando a célula de ganho V.

Grandeza	Calc.	Sim. 1	$ \varepsilon_{r1} $	Sim. 2	$ \varepsilon_{r2} $	Sim. 3	$ \varepsilon_{r3} $
$I_{i1ef}$ [A]	14,789	14,410	3%	13,987	6%	14,679	1%
$I_{i2ef}$ [A]	15,117	14,713	3%	14,315	6%	15,043	0%
$I_{i3ef}$ [A]	14,700	14,209	3%	13,753	7%	14,541	1%
$I_{i4ef}$ [A]	15,010	14,512	3%	14,051	7%	14,855	1%
$I_{C11ef}$ [A]	2,044	2,419	16%	2,733	25%	2,361	13%
$I_{C12ef}$ [A]	1,708	2,324	27%	2,635	35%	2,278	25%
$I_{C21ef}$ [A]	0,542	0,534	1%	0,526	3%	0,556	3%
$I_{C22ef}$ [A]	1,708	2,328	27%	2,636	35%	2,295	26%

A partir da Simulação 1 e da Simulação 2, realizadas para ambas as células, é possível observar o efeito causado pela indutância de dispersão nas tensões  $V_o$  e  $V_B$ . Em comparação com os valores ideais, que desprezam tal efeito, nota-se, conforme concluído no item 3.4, que a tensão de saída é reduzida em consequência da perda de razão cíclica, enquanto que a tensão *Boost* é aumentada devido ao ganho de razão cíclica.

Nessas duas simulações, os erros relativos apresentados pelos esforços de corrente basicamente seguem o erro da corrente de saída, visto que o ganho de tensão sofre perda de razão cíclica. Essa afirmação pode ser comprovada mediante a Simulação 3, em que se observa claramente a redução desses erros, demonstrando que nas simulações anteriores a exatidão dos cálculos foi prejudicada pelo fato de as potências de saída ser diferentes.

No caso do cálculo do valor eficaz da corrente no diodo  $D_1$ , percebe-se que essa justificativa não é suficiente, uma vez que o erro relativo apresentado é bem superior aos demais. Esse erro expressivo deve-se a exclusão da 2ª etapa de operação durante a análise dos esforços. Apesar de essa etapa ser transitória, ela apresenta um grande pico de corrente que passa a ser desconsiderado, haja vista que o valor de pico  $I_{Lkp}$  costuma ser bem maior que o valor máximo  $I_M$  da corrente magnetizante. Em geral, o erro é maior para células de ganho com  $a$  maior que  $b$ , pois a diferença entre  $I_{Lkp}$  e  $I_M$  é maior nesses casos, justificando o fato de o conversor *Boost* com a célula VI apresentar um erro relativo bastante inferior ao obtido com a célula V.

Esse mesmo problema pode ser observado no cálculo dos valores

eficazes das correntes nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , quando essas dependem da corrente no diodo  $D_1$ . No entanto, de maneira geral, pelo fato de os erros absolutos serem pequenos, tais erros não implicarão escolhas inadequadas para os componentes em questão. Além disso, dependendo das figuras de méritos desses componentes, a estimação de perdas também é pouco afetada.

Tabela 3.7 – Comparação entre valores calculados e simulados dos esforços válidos para todas as variações topológicas utilizando a célula de ganho VI.

Grandeza	Calc.	Sim. 1	$ \varepsilon_{r1} $	Sim. 2	$ \varepsilon_{r2} $	Sim. 3	$ \varepsilon_{r3} $
$V_o$ [V]	400	396,570	1%	393,334	2%	400	0%
$I_o$ [A]	0,5	0,496	1%	0,492	2%	0,5	0%
$I_{Lm}$ [A]	13	12,808	1%	12,623	3%	13	0%
$I_M$ [A]	15,5	15,265	2%	15,039	3%	15,480	0%
$I_m$ [A]	10,5	10,350	1%	10,208	3%	10,529	0%
$I_{Lk}$ [A]	10	9,833	2%	9,673	3%	10	0%
$I_{Lkef}$ [A]	14,061	13,847	2%	13,667	3%	14,038	0%
$I_2$ [A]	0,5	0,496	1%	0,492	2%	0,500	0%
$I_{2ef}$ [A]	1,662	1,644	1%	1,631	2%	1,661	0%
$I_{S1}$ [A]	9,5	9,343	2%	9,187	3%	9,500	0%
$I_{S1ef}$ [A]	13,876	13,645	2%	13,446	3%	13,827	0%
$I_{D1}$ [A]	0,5	0,490	2%	0,486	3%	0,502	0%
$I_{D1ef}$ [A]	2,273	2,354	3%	2,447	7%	2,422	6%
$I_{D2}$ [A]	0,5	0,496	1%	0,492	2%	0,500	0%
$I_{D2ef}$ [A]	0,816	0,803	2%	0,800	2%	0,808	1%
$I_{Dcrg1}$ [A]	0,5	0,496	1%	0,492	2%	0,500	0%
$I_{Dcrg1ef}$ [A]	0,724	0,711	2%	0,698	4%	0,720	1%
$V_B$ [V]	40	42,359	6%	45,232	12%	42,659	6%

Tabela 3.8 – Comparação entre valores calculados e simulados dos esforços específicos para cada variação topológica utilizando a célula de ganho VI.

Grandeza	Calc.	Sim. 1	$ \varepsilon_{r1} $	Sim. 2	$ \varepsilon_{r2} $	Sim. 3	$ \varepsilon_{r3} $
$I_{11ef}$ [A]	14,061	13,847	2%	13,667	3%	14,038	0%
$I_{12ef}$ [A]	13,649	13,445	2%	13,263	3%	13,668	0%
$I_{13ef}$ [A]	14,664	14,381	2%	14,174	3%	14,655	0%
$I_{14ef}$ [A]	14,223	13,952	2%	13,748	3%	14,221	0%
$I_{C11ef}$ [A]	2,415	2,659	9%	2,714	11%	2,500	3%
$I_{C12ef}$ [A]	2,217	2,537	13%	2,614	15%	2,330	5%
$I_{C21ef}$ [A]	0,646	0,633	2%	0,632	2%	0,636	2%
$I_{C22ef}$ [A]	2,217	2,537	13%	2,614	15%	2,332	5%

### 3.7 Conclusão

Este capítulo destinou-se ao estudo do conversor *Boost* com célula de ganho operando em modo de condução contínua, no qual foram analisados as etapas de operação, as principais formas de onda e os esforços nos componentes de maneira generalizada, independente da célula de ganho empregada. Além disso, realizou-se uma comparação qualitativa entre as possíveis variações topológicas do referido conversor, propiciando a escolha mais adequada para uma determinada aplicação.

Verificou-se ainda o efeito de perda de razão cíclica no ganho estático do conversor, assim como o efeito de ganho de razão cíclica na tensão *Boost*. Tais efeitos indicaram a necessidade de uma indutância de dispersão pequena. Em contrapartida, observou-se que a escolha das capacitâncias  $C_1$  e  $C_{cg}$  é inversamente proporcional à indutância de dispersão, sendo interessante que  $L_k$  não seja muito pequena a ponto de exigir capacitâncias elevadas. Logo, devido à importância desse parâmetro, julgou-se relevante apresentar no Apêndice D um procedimento que permita estimá-lo durante o projeto, sem a necessidade de confeccionar o indutor acoplado para, então, obtê-lo mediante medições.

Por fim, para validar a análise dos esforços, foi apresentada uma comparação entre os resultados provenientes das equações e os resultados de simulações.



### GENERALIZAÇÃO DAS CÉLULAS DE GANHO

Conforme previamente discutido, algumas células de ganho apresentadas no capítulo 2 foram extraídas de trabalhos presentes na literatura, comumente intitulados por “novos conversores de alto ganho e alto rendimento”. Entretanto, todos esses conversores podem ser entendidos como derivações do conversor *Boost* com indutor acoplado, inicialmente proposto por [18]. Para tanto apenas adicionam-se multiplicadores de tensão no secundário do referido indutor, a fim de aumentar o ganho estático do conversor.

Tais multiplicadores de tensão são circuitos elétricos capazes de gerar altas tensões contínuas a partir de tensões alternadas. Os circuitos mais comuns são o de *Cockcroft-Walton* [48] e o de *Dickson* [49], ambos constituídos por pares capacitor-diodo, diferenciando-se apenas no modo de ligação. A Figura 4.1 ilustra ambos os circuitos.

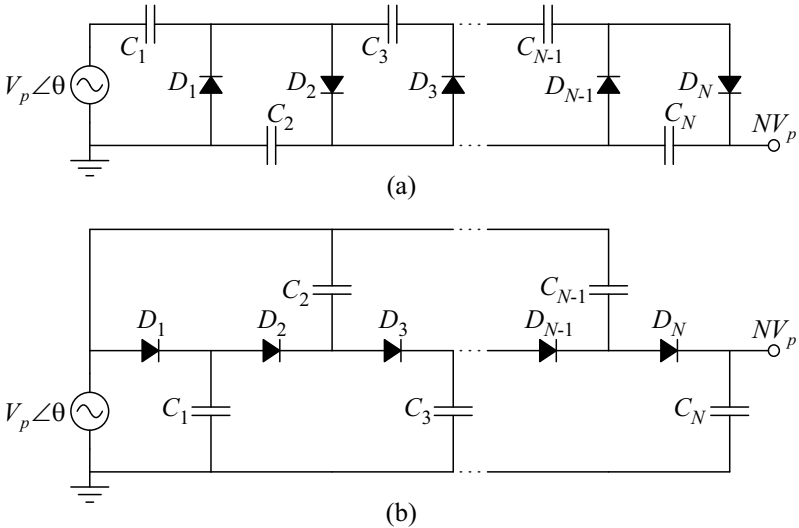


Figura 4.1 – Multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* (a) e de *Dickson* (b).

Com o objetivo de generalizar o conceito de células de ganho, este capítulo apresentará uma metodologia para a obtenção de qualquer célula de ganho composta pelos multiplicadores de tensão da Figura 4.1, bem como a validação de tal metodologia por intermédio de resultados experimentais. A fim de tornar as figuras mais sintetizadas, os pontos *A* e *B* serão considerados nesta análise de acordo com a Figura 4.2.

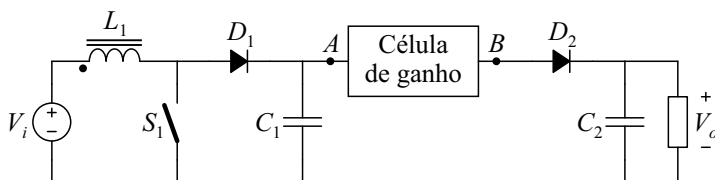


Figura 4.2 – Definição dos pontos *A* e *B*.

#### 4.1 Células de ganho baseadas em *Cockcroft-Walton*

Na construção de uma célula de ganho, os multiplicadores de tensão podem ser conectados à montante – entre o conversor *Boost* e o secundário do indutor acoplado – e à jusante – entre o secundário do indutor acoplado e o filtro de saída. Além disso, conforme a Figura 4.3, tanto à montante quanto à jusante, existem duas possibilidades de conexão do secundário do indutor acoplado:

- Ponto conectado em 1 e não-ponto em 2;
- Ponto conectado em 2 e não-ponto em 1;
- Ponto conectado em 3 e não-ponto em 4;
- Ponto conectado em 4 e não-ponto em 3.

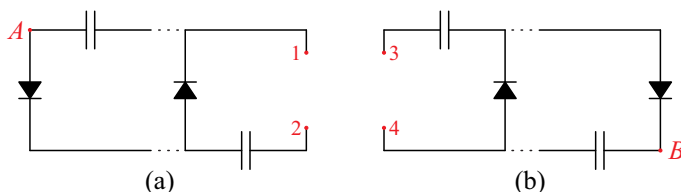


Figura 4.3 – Multiplicadores de tensão de *Cockcroft-Walton* para conexão à montante (a) e à jusante (b).

Realizando a combinação dessas possibilidades de conexões, quatro casos genéricos distintos de células de ganho utilizando o multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton* (MTCW) são obtidos e

sinetizados na Figura 4.4.

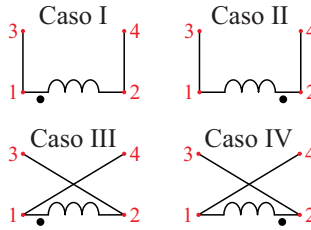


Figura 4.4 – Possíveis conexões do enrolamento secundário do indutor acoplado nos MTCWs.

#### 4.1.1 Caso I

No caso I, o ponto do enrolamento secundário do indutor acoplado é conectado em 1 e 3, enquanto o não-ponto é conectado em 2 e 4, gerando a célula de ganho genérica apresentada na Figura 4.5.

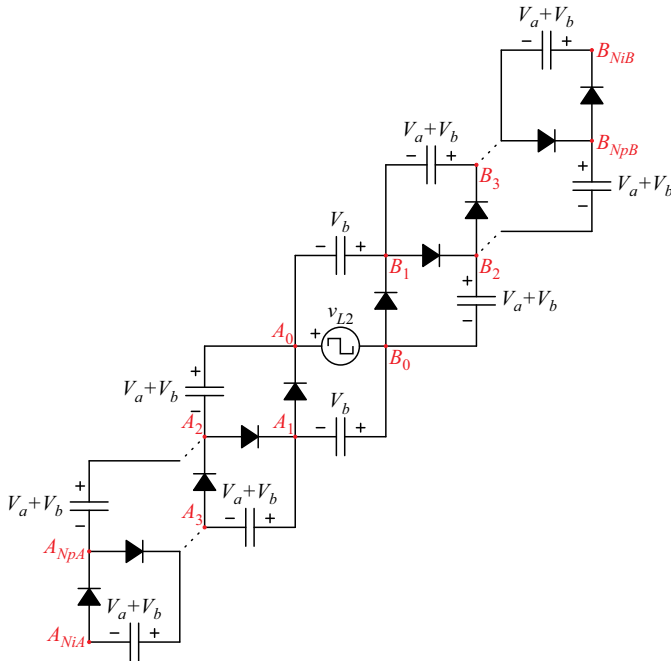


Figura 4.5 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso I.

Os subíndices de  $A$  e  $B$ , representados por  $NA$  e  $NB$  ( $A_{NA}$  e  $B_{NB}$ ), correspondem ao número de pares capacitor-diodo que são utilizados, respectivamente, à montante e à jusante. Por exemplo, caso seja considerado  $NA = 2$  e  $NB = 2$ , tem-se que os pontos  $A$  e  $B$  da Figura 4.2 são conectados, respectivamente, aos pontos  $A_2$  e  $B_2$  da Figura 4.5. Essa configuração gera a célula de ganho da Figura 4.6 (a), correspondente à célula de ganho IX discutida no capítulo 2. Outro exemplo pode ser verificado na Figura 4.6 (b), com  $NA = 3$  e  $NB = 0$ .

No capítulo 3, o conceito de polaridade foi correlacionado com a condução do diodo de saída  $D_2$ : se esta ocorre durante o período  $DT_s$ , a célula de ganho é dita de polaridade positiva; enquanto se a condução acontece durante o período  $(1 - D)T_s$ , denota-se célula de ganho de polaridade negativa.

Uma maneira simples de verificar a polaridade de uma célula de ganho, sem a necessidade de observar suas etapas de operação, se dá por meio da análise do caminho percorrido, apenas através de capacitores, entre o ponto  $A$  e o indutor acoplado: caso tal caminho atinja o ponto  $A_0$  (ponto do enrolamento secundário), tem-se que a célula de ganho é de polaridade positiva; em contrapartida, caso o caminho atinja o ponto  $B_0$  (não-ponto do enrolamento secundário) a polaridade é negativa. Isto posto, verifica-se que a célula de ganho da Figura 4.6 (a) corresponde a uma célula de polaridade positiva, enquanto a célula de ganho da Figura 4.6 (b) possui polaridade negativa. A análise apresentada é baseada no fato de que quando o diodo  $D_2$  encontra-se em condução, os capacitores  $C_{cg1}$  são alocados em série com  $L_2$  para que seja realizada a transferência de energia para carga.

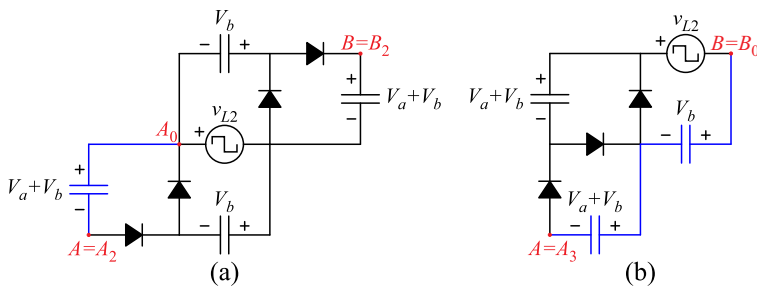


Figura 4.6 – (a) célula de polaridade positiva e (b) célula de polaridade negativa.

Logo, analisando a Figura 4.5, nota-se que a polaridade  $p$  depende apenas da paridade de  $NA$ , ou seja, do número de pares capacitor-diodo conectados à montante. Assim sendo, a diagonal contendo os subíndices pares (0, 2,...,  $NpA$ ) gera células de ganho com polaridade positiva, enquanto a diagonal contendo os subíndices ímpares (1, 3,...,  $NiA$ ) origina células com polaridade negativa.

Além disso, mediante a Tabela 4.1, concebida a partir da mesma abordagem utilizada no capítulo 2, observa-se que todos os pares capacitor-diodo são aproveitados apenas quando  $NA$  e  $NB$  possuem a mesma paridade. Essa afirmação pode ser representada por meio de (4.1), em que o número 1 (um) corresponde ao ganho de tensão fornecido pelo próprio indutor acoplado.

$$a + b = NA + NB + 1 \quad (4.1)$$

Nas situações em que as paridades de  $NA$  e  $NB$  são diferentes, um dos pares capacitor-diodo torna-se irrelevante para o ganho de tensão e, consequentemente, (4.1) torna-se (4.2). Tais células devem ser evitadas, uma vez que aumentam custo, volume e perdas, desnecessariamente.

$$a + b = (NA + NB - 1) + 1 = NA + NB \quad (4.2)$$

A partir da Tabela 4.1 é possível observar, também, que para esta configuração:

$$b = a + 1. \quad (4.3)$$

Tabela 4.1 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para diferentes combinações de pares capacitor-diodo de acordo com a Figura 4.5.

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$	$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_0$	$B_0$	0	1	0	1	$A_2$	$B_0$	1	2	1	1
$A_0$	$B_1$	0	1	1	1	$A_2$	$B_1$	1	2	2	1
$A_0$	$B_2$	1	2	1	1	$A_2$	$B_2$	2	3	2	1
$A_0$	$B_3$	1	2	2	1	$A_2$	$B_3$	2	3	3	1
$A_1$	$B_0$	0	1	0	-1	$A_3$	$B_0$	1	2	1	-1
$A_1$	$B_1$	1	2	0	-1	$A_3$	$B_1$	2	3	1	-1
$A_1$	$B_2$	1	2	1	-1	$A_3$	$B_2$	2	3	2	-1
$A_1$	$B_3$	2	3	1	-1	$A_3$	$B_3$	3	4	2	-1

Dessa maneira, de posse de (4.1), (4.2) e (4.3) pode-se encontrar os valores genéricos dos índices  $a$  e  $b$  apresentados na Tabela 4.2, de

modo que  $NpA$  e  $NpB$  representam números pares e  $NiA$  e  $NiB$  números ímpares. Ademais, a referida tabela também expõe o índice  $c$  na sua forma genérica para o caso I, sendo que suas expressões foram obtidas por inspeção.

Tabela 4.2 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para combinações genéricas no caso I.<sup>2</sup>

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB + 2}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB - 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\left\lceil \frac{NpA + NiB}{2} \right\rceil$	1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB - 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\left\lfloor \frac{NiA + NpB}{2} \right\rfloor$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB + 2}{2}$	$\left\lfloor \frac{NiA}{2} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{NiB}{2} \right\rfloor$	-1

#### 4.1.2 Caso II

Nesse segundo caso, ilustrado na Figura 4.7, o ponto do secundário do indutor acoplado é conectado em 2 e 4, enquanto o não-ponto é conectado em 1 e 3. Assim como no caso anterior, a polaridade  $p$  depende apenas da paridade de  $NA$ . No entanto, agora, a diagonal contendo os subíndices ímpares (1, 3,...,  $NiA$ ) gera células de ganho com polaridade positiva, enquanto a diagonal contendo os subíndices pares (0, 2,...,  $NpA$ ) origina células com polaridade negativa.

Seguindo o mesmo procedimento realizado anteriormente, por intermédio da Tabela 4.3, nota-se novamente que todos os pares capacitor-diodo são aproveitados apenas quando  $NA$  e  $NB$  possuem a mesma paridade, atendendo (4.1). Quando  $NA$  e  $NB$  têm paridades distintas, um dos pares capacitor-diodo torna-se descartável e (4.2) é satisfeita. Além disso, observando a Tabela 4.3, percebe-se que, para o caso 2:

$$a = b + 1 \quad (4.4)$$

<sup>2</sup>  $\lfloor x \rfloor = \max \{m \in \mathbb{Z} \mid m \leq x\}$  e  $\lceil x \rceil = \min \{n \in \mathbb{Z} \mid n \geq x\}$

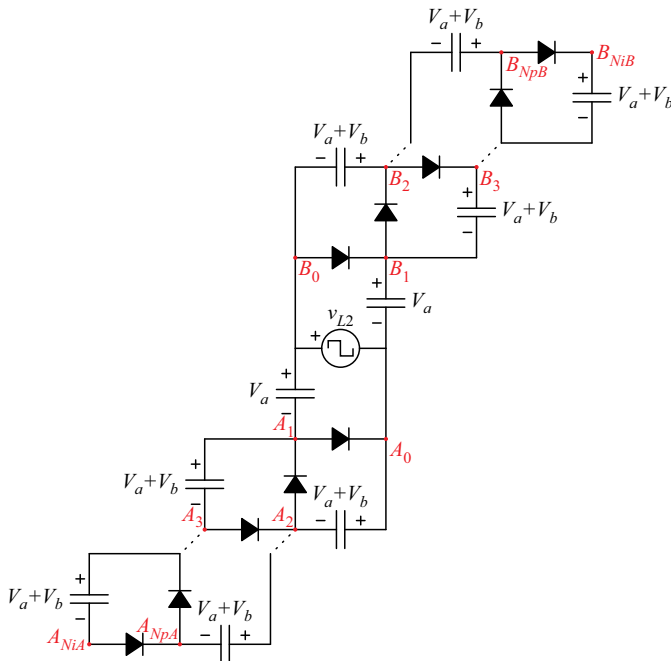


Figura 4.7 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso II.

Tabela 4.3 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para diferentes combinações de pares capacitor-diódio de acordo com a Figura 4.7.

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$	$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_0$	$B_0$	1	0	0	-1	$A_2$	$B_0$	2	1	1	-1
$A_0$	$B_1$	1	0	1	-1	$A_2$	$B_1$	2	1	2	-1
$A_0$	$B_2$	2	1	1	-1	$A_2$	$B_2$	3	2	2	-1
$A_0$	$B_3$	2	1	2	-1	$A_2$	$B_3$	3	2	3	-1
$A_1$	$B_0$	1	0	0	1	$A_3$	$B_0$	2	1	1	1
$A_1$	$B_1$	2	1	0	1	$A_3$	$B_1$	3	2	1	1
$A_1$	$B_2$	2	1	1	1	$A_3$	$B_2$	3	2	2	1
$A_1$	$B_3$	3	2	1	1	$A_3$	$B_3$	4	3	2	1

Assim sendo, por meio de (4.1), (4.2) e (4.4) pode-se determinar os índices  $a$  e  $b$  de acordo com a Tabela 4.4. O índice  $c$  apresenta o mesmo comportamento anterior.

Tabela 4.4 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para combinações genéricas no caso II.

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB + 2}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	-1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB - 1}{2}$	$\left\lceil \frac{NpA + NiB}{2} \right\rceil$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB - 1}{2}$	$\left\lceil \frac{NiA + NpB}{2} \right\rceil$	1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB + 2}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\left\lfloor \frac{NiA}{2} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{NiB}{2} \right\rfloor$	1

### 4.1.3 Caso III

Para o caso 3 o ponto do secundário é conectado em 1 e 4 e o não-ponto é conectado em 2 e 3, conforme ilustrado na Figura 4.8.

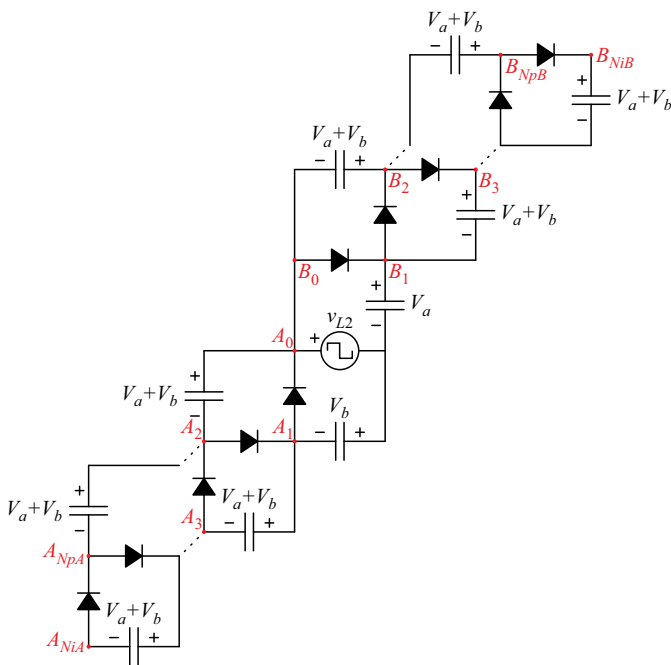


Figura 4.8 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso III.



Por ter a mesma conexão a montante do caso I, a diagonal contendo os subíndices pares (0, 2,...,  $NpA$ ) gera células de ganho com polaridade positiva, enquanto a diagonal contendo os subíndices ímpares (1, 3,...,  $NiA$ ) origina células com polaridade negativa.

Por meio da Tabela 4.5 percebe-se que, diferentemente dos casos I e II, todos os pares capacitor-diodo são aproveitados apenas quando  $NA$  e  $NB$  possuem paridades diferentes. Quando  $NA$  e  $NB$  possuem paridades iguais, um dos pares capacitor-diodo não influencia o ganho estático do conversor. Ademais, para o caso III:

$$a = b. \quad (4.5)$$

Tabela 4.5 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para diferentes combinações de pares capacitor-diodo de acordo com a Figura 4.8.

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$	$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_0$	$B_0$	0	0	0	1	$A_2$	$B_0$	1	1	1	1
$A_0$	$B_1$	1	1	0	1	$A_2$	$B_1$	2	2	1	1
$A_0$	$B_2$	1	1	1	1	$A_2$	$B_2$	2	2	2	1
$A_0$	$B_3$	2	2	1	1	$A_2$	$B_3$	3	3	2	1
$A_1$	$B_0$	1	1	0	-1	$A_3$	$B_0$	2	2	1	-1
$A_1$	$B_1$	1	1	1	-1	$A_3$	$B_1$	2	2	2	-1
$A_1$	$B_2$	2	2	1	-1	$A_3$	$B_2$	3	3	2	-1
$A_1$	$B_3$	2	2	2	-1	$A_3$	$B_3$	3	3	3	-1

Dessa forma, mediante (4.1), (4.2) e (4.5), pode-se determinar  $a$  e  $b$  de acordo com a Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para combinações genéricas no caso III.

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\left\lfloor \frac{NpA + NiB}{2} \right\rfloor$	1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\left\lfloor \frac{NiA + NpB}{2} \right\rfloor$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	-1

#### 4.1.4 Caso IV

No quarto e último caso, apresentado na Figura 4.9, o ponto do enrolamento secundário do indutor acoplado é conectado em 2 e 3, enquanto o não-ponto é conectado em 1 e 4. Por se tratar da mesma conexão a montante do caso II, a diagonal contendo os subíndices ímpares (1, 3,...,  $NiA$ ) gera células de ganho com polaridade positiva, enquanto a diagonal contendo os subíndices pares (0, 2,...,  $NpA$ ) origina células de polaridade negativa.

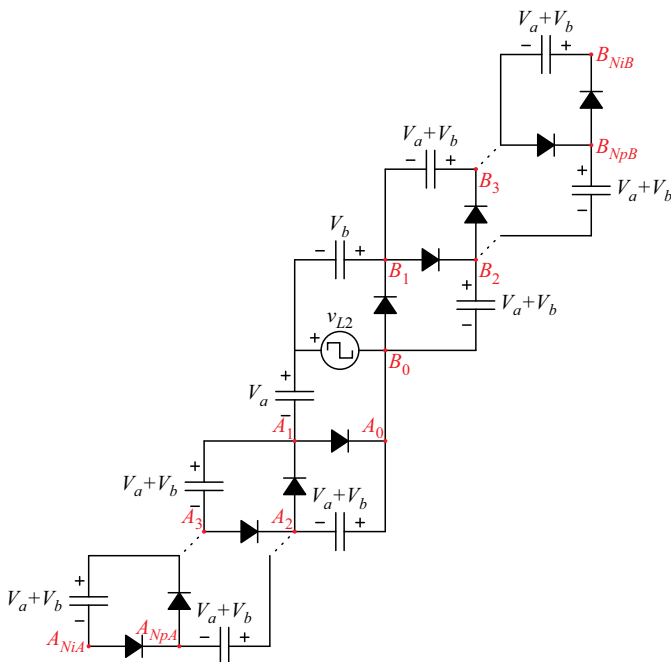


Figura 4.9 – Célula de ganho genérica com MTCW para o caso IV.

Assim como no caso III, todos os pares capacitor-diodo são aproveitados apenas quando  $NA$  e  $NB$  possuem paridades diferentes. Quando  $NA$  e  $NB$  possuem paridades iguais, um dos pares capacitor-diodo não possui influência no ganho estático. Além disso, a equação (4.5) também é atendida para este caso, conforme pode-se observar na Tabela 4.7. Dessa maneira, mediante (4.1), (4.2) e (4.5) determina-se  $a$  e  $b$  de acordo com a Tabela 4.8.

Tabela 4.7 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para diferentes combinações de pares capacitor-diodo de acordo com a Figura 4.9.

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$	$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_0$	$B_0$	0	0	0	-1	$A_2$	$B_0$	1	1	1	-1
$A_0$	$B_1$	1	1	0	-1	$A_2$	$B_1$	2	2	1	-1
$A_0$	$B_2$	1	1	1	-1	$A_2$	$B_2$	2	2	2	-1
$A_0$	$B_3$	2	2	1	-1	$A_2$	$B_3$	3	3	2	-1
$A_1$	$B_0$	1	1	0	1	$A_3$	$B_0$	2	2	1	1
$A_1$	$B_1$	1	1	1	1	$A_3$	$B_1$	2	2	2	1
$A_1$	$B_2$	2	2	1	1	$A_3$	$B_2$	3	3	2	1
$A_1$	$B_3$	2	2	2	1	$A_3$	$B_3$	3	3	3	1

Tabela 4.8 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para combinações genéricas no caso IV.

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	-1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\left\lfloor \frac{NpA + NiB}{2} \right\rfloor$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\left\lfloor \frac{NiA + NpB}{2} \right\rfloor$	1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	1

## 4.2 Células de ganho baseadas em *Dickson*

Similarmente às células de ganho fundadas no multiplicador de tensão de *Cockcroft-Walton*, as células de ganho constituídas pelo multiplicador de *Dickson* (MTD) podem ser divididas em quatro casos distintos em concordância com a Figura 4.4. Outrossim, em relação aos índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$ , tais casos apresentam o mesmo comportamento encontrado para as células de ganho com MTCW, não sendo necessário realizar a mesma análise anterior. No entanto, por conveniência, as tabelas contendo os valores genéricos dos índices serão reapresentadas.

Do ponto de vista do ganho estático, as células de ganho com MTCW e com MTD apresentam o mesmo desempenho. Todavia, algumas figuras de mérito são diferentes, como, por exemplo, as tensões em que os capacitores ficam submetidos.

### 4.2.1 Caso I

A conexão desse primeiro caso pode ser observada na Figura 4.10 e seus índices genéricos na Tabela 4.9.

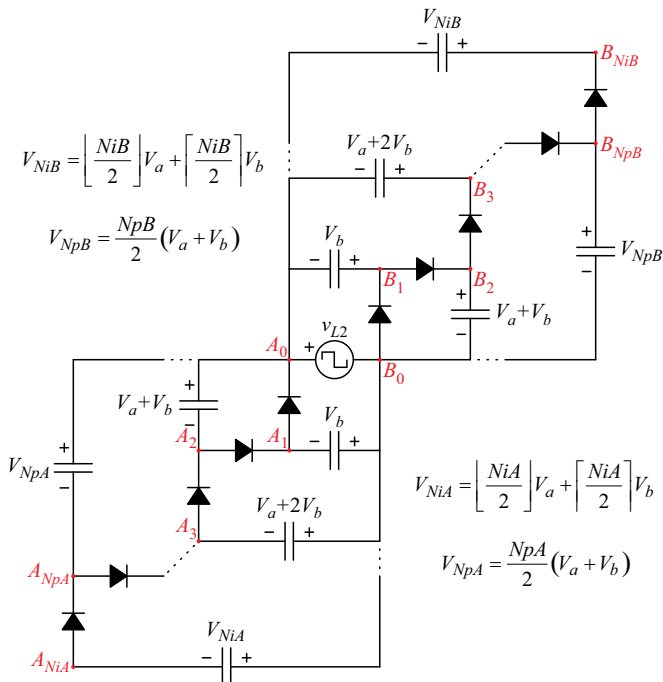


Figura 4.10 – Célula de ganho genérica com MTD para o caso I.

Tabela 4.9 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para combinações genéricas no caso I.

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB + 2}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB - 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\left\lceil \frac{NpA + NiB}{2} \right\rceil$	1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB - 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\left\lfloor \frac{NiA + NpB}{2} \right\rfloor$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB + 2}{2}$	$\left\lfloor \frac{NiA}{2} \right\rfloor + \left\lfloor \frac{NiB}{2} \right\rfloor$	-1

### 4.2.2 Caso II

O caso II é apresentado na Figura 4.11 e na Tabela 4.10.

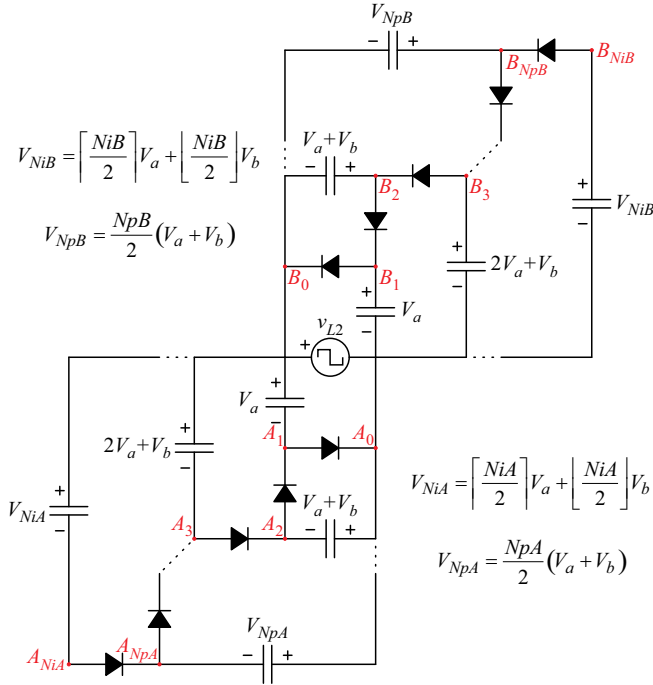


Figura 4.11 – Célula de ganho genérica com MTD para o caso II.

Tabela 4.10 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para combinações genéricas no caso II.

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB + 2}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	-1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB - 1}{2}$	$\left\lceil \frac{NpA + NiB}{2} \right\rceil$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB - 1}{2}$	$\left\lfloor \frac{NiA + NpB}{2} \right\rfloor$	1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB + 2}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\left\lceil \frac{NiA}{2} \right\rceil + \left\lfloor \frac{NiB}{2} \right\rfloor$	1

### 4.2.3 Caso III

No caso III a conexão é realizada conforme a Figura 4.12 resultando nos índices genéricos da Tabela 4.11.

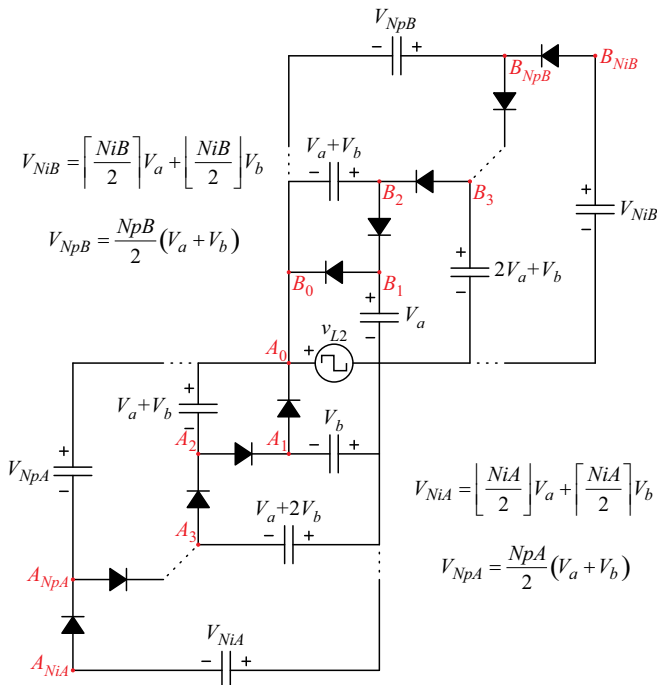


Figura 4.12 – Célula de ganho genérica com MTD para o caso III.

Tabela 4.11 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para combinações genéricas no caso III.

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\left\lceil \frac{NpA + NiB}{2} \right\rceil$	1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\left\lceil \frac{NiA + NpB}{2} \right\rceil$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	-1

#### 4.2.4 Caso IV

O caso IV se resume à Figura 4.13 e à Tabela 4.12.

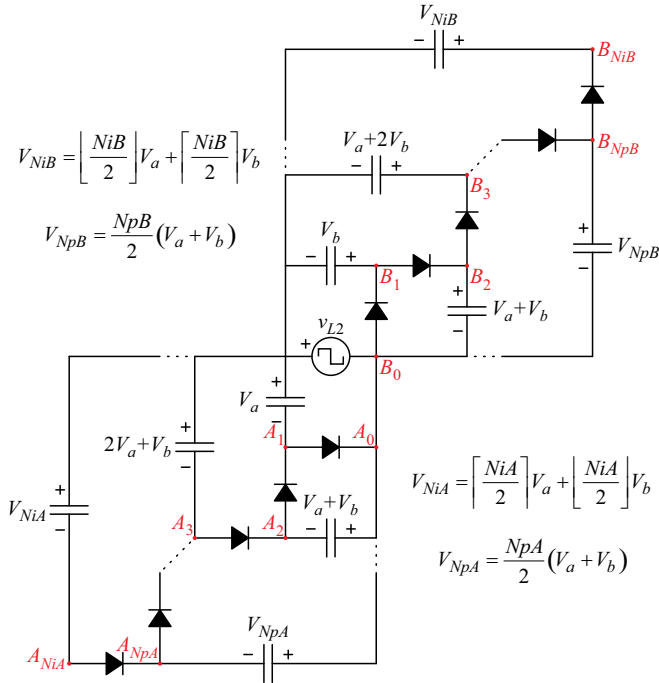


Figura 4.13 – Célula de ganho genérica com MTD para o caso IV.

Tabela 4.12 – Índices  $a$ ,  $b$ ,  $c$  e  $p$  para combinações genéricas no caso IV.

$A$	$B$	$a$	$b$	$c$	$p$
$A_{NpA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	$\frac{NpA + NpB}{2}$	-1
$A_{NpA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\frac{NpA + NiB + 1}{2}$	$\left\lceil \frac{NpA + NiB}{2} \right\rceil$	-1
$A_{NiA}$	$B_{NpB}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\frac{NiA + NpB + 1}{2}$	$\left\lceil \frac{NiA + NpB}{2} \right\rceil$	1
$A_{NiA}$	$B_{NiB}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	$\frac{NiA + NiB}{2}$	1

### 4.3 Resultados experimentais

Com o objetivo de comprovar a análise estática do conversor *Boost* com célula de ganho, decidiu-se construir um protótipo capaz de reproduzir diferentes células de ganho mediante modificações na forma em que os componentes são interligados. Assim sendo, o protótipo da Figura 4.14 foi construído de modo que a conexão do enrolamento secundário do indutor acoplado possa ser alterada e que tanto a montante quanto a jusante seja possível inserir até dois pares capacitor-diodo, permitindo, assim, que todas as células de ganho da Tabela 4.13 possam ser implementadas. É importante ressaltar que, até essa quantidade de pares capacitor-diodo, as células de ganho baseadas nos MTCW e nos MTD são idênticas.

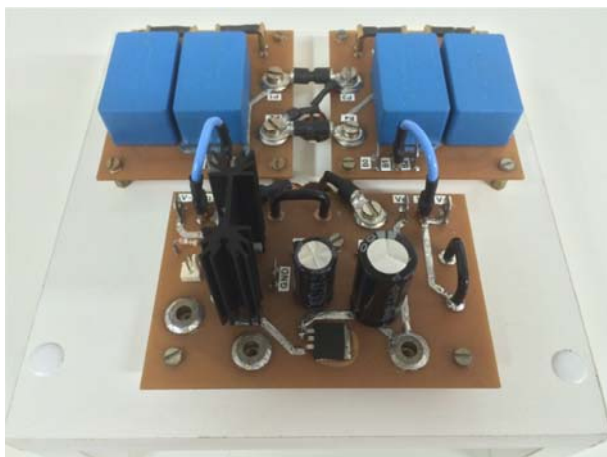


Figura 4.14 – Fotografia do protótipo.

Tabela 4.13 – Possíveis configurações de célula de ganho.

I	II	III	IV
$A_0B_0$	$A_0B_0$	$A_0B_1$	$A_0B_1$
$A_0B_2$	$A_0B_2$	$A_1B_0$	$A_1B_0$
$A_1B_1$	$A_1B_1$	$A_1B_2$	$A_1B_2$
$A_2B_0$	$A_2B_0$	$A_2B_1$	$A_2B_1$
$A_2B_2$	$A_2B_2$	—	—

As especificações do protótipo, apresentadas na Tabela 4.14,



foram escolhidas para que todas as células de ganho presentes na Tabela 4.13 possam ser implementadas. Por meio dessas especificações foi possível determinar os componentes do estágio de potência, sintetizados na Tabela 4.15, lembrando que, como o protótipo deve permitir a operação do conversor *Boost* com diferentes células de ganho, é necessário considerar os piores esforços que possam surgir. Tais esforços foram determinados mediante a planilha de cálculo do Apêndice A e o projeto do indutor acoplado é realizado no Apêndice E.

Tabela 4.14 – Especificações do protótipo.

Tensão de entrada ( $V_i$ )	20 V
Tensão de saída ( $V_o$ )	200 V
Potência de saída ( $P_o$ )	150 W
Frequência de comutação ( $f_s$ )	100 kHz
Relação de transformação ( $n$ )	2

Tabela 4.15 – Componentes do estágio de potência.

$S_1$	IRFP4668PbF
$D_1$	PDU620
$D_2$	C3D06060G
$D_{cg}$	C3D06060G
Núcleo	E42/21/20 - IP12R
Primário	14 x AWG 25
Secundário	6 x AWG 25
$L_m / L_k$	38,4 $\mu$ H / 698 nH
$C_1$	Capacitor eletrolítico 47 $\mu$ F / 160 V
$C_2$	Capacitor eletrolítico 100 $\mu$ F / 250 V
$C_{cg}$	Capacitor de filme 22 $\mu$ F / 250 V

### 4.3.1 Ganho estático

A Figura 4.15 apresenta os resultados de ganho estático obtidos para o conversor *Boost* com diferentes células de ganho, em que:

- $M_{SLK}$  – Ganho estático teórico sem a influência da indutância de dispersão do indutor acoplado;
- $M_{CLK}$  – Ganho estático teórico com a influência da indutância de dispersão do indutor acoplado;
- $M_{PSIM}$  – Ganho estático obtido por meio de simulações no *software PSIM* utilizando componentes ideais;

- $M_{EXP}$  – Ganho estático obtido mediante experimentação;
- $M_{SPICE}$  – Ganho estático obtido por meio de simulações no *software OrCAD EE PSpice* utilizando modelos fornecidos pelos fabricantes dos componentes empregados.

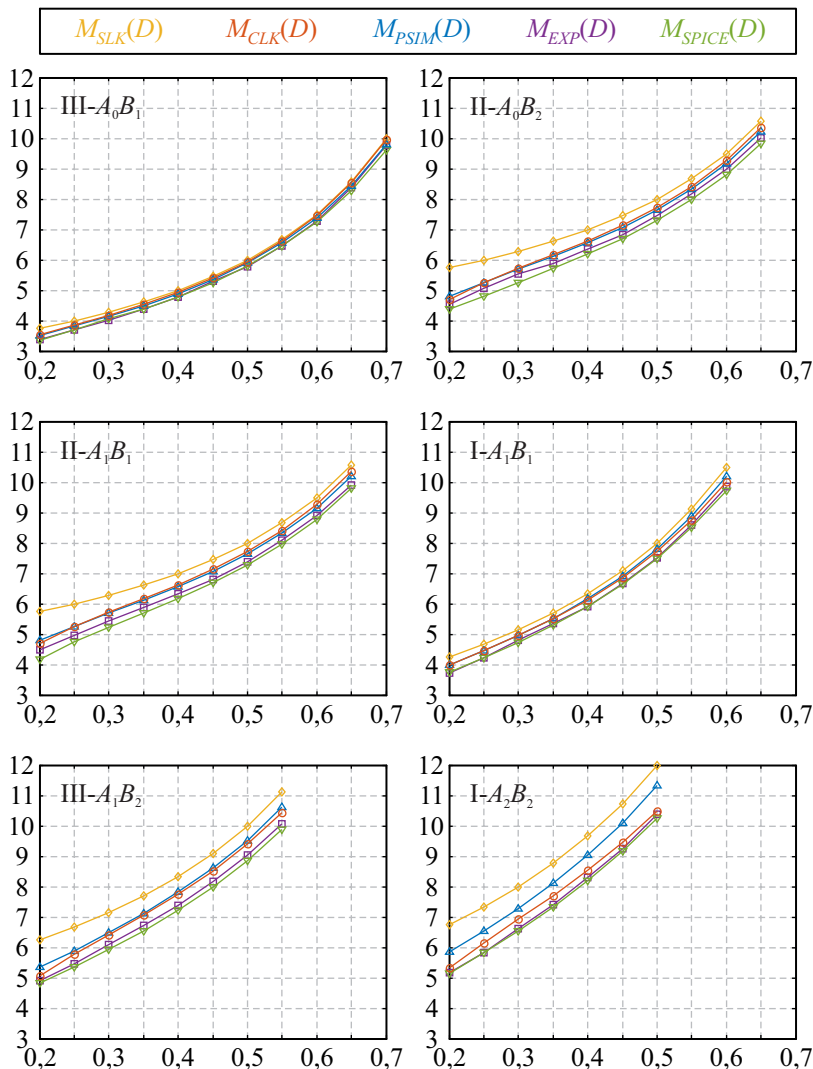


Figura 4.15 – Resultados de ganho estático do conversor *Boost* com diferentes células de ganho.

Devido à limitação do gerador de funções CFG253, utilizado para gerar o sinal de comando, os ganhos estáticos foram obtidos para razões cíclicas superiores a 20%. Assim, ao passo de 5%, foram extraídos resultados para cada célula de ganho até a razão cíclica que mais se aproximasse da tensão de saída especificada (200 V), evitando danos ao conversor. Os resultados apresentados na Figura 4.15 comprovam que o ganho estático torna-se maior com o aumento do número de pares capacitor-diodo para uma mesma relação de transformação  $n$ , apesar de serem afetados pela perda de razão cíclica e pelo rendimento do conversor.

A perda de razão cíclica, previamente discutida no item 3.5, é facilmente observada mediante as curvas  $M_{SLK}$  e  $M_{PSIM}$ , indicando que conversores com maiores ganhos estáticos são mais afetados por esse efeito. Tal resultado está de acordo com a expressão simplificada obtida em (3.88) e aqui denominada  $M_{CLK}$ , em que se pode notar claramente que o ganho estático diminui com o aumento da relação de transformação  $n$  e/ou dos índices  $a$  e  $b$ .

A diferença entre as curvas  $M_{PSIM}$  e  $M_{EXP}$  proporciona uma ideia do rendimento do conversor *Boost* com as diferentes células de ganho. Observa-se que, com o aumento do número de pares capacitor-diodo,  $M_{PSIM}$  e  $M_{EXP}$  distanciam-se cada vez mais, ou seja, o rendimento do conversor piora gradativamente. Tal fato é naturalmente justificado, uma vez que uma maior quantidade de componentes implica em maiores perdas. Ademais, nota-se que  $M_{EXP}$  e  $M_{SPICE}$  apresentam-se muito próximas, demonstrando que os modelos utilizados são adequados.

### 4.3.2 Formas de onda

Por meio do protótipo da Figura 4.14, pode-se, também, verificar a análise do princípio de funcionamento do conversor *Boost* com célula de ganho em modo de condução contínua, discutida no capítulo 3. Para isso, apresentam-se na Figura 4.16, na Figura 4.17 e na Figura 4.18 as principais formas de onda para a célula de ganho III- $A_0B_1$  (polaridade positiva) e na Figura 4.19, na Figura 4.20 e na Figura 4.21 as principais formas de onda para a célula de ganho III- $A_1B_0$  (polaridade negativa). Nos resultados apresentados, o conversor *Boost* opera com razão cíclica de 60% e aproximadamente 50% da potência nominal.

- Célula de ganho III- $A_0B_1$  (polaridade positiva):

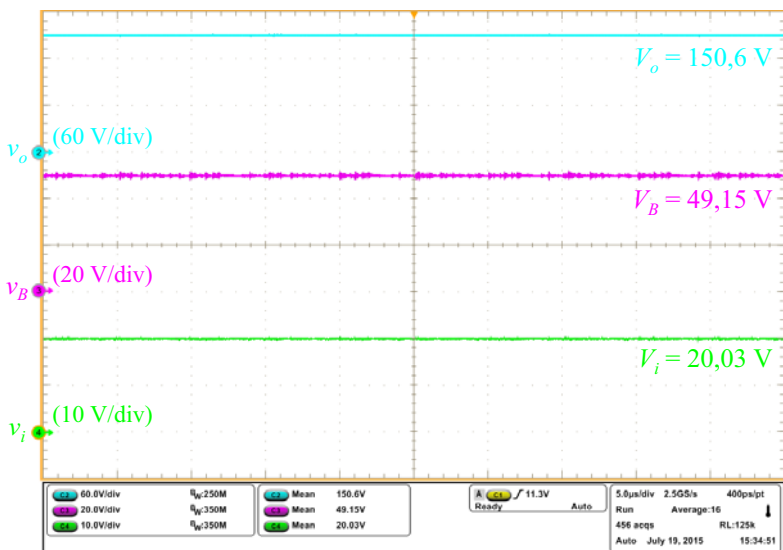


Figura 4.16 – Tensão de entrada  $V_i$ , tensão Boost  $V_B$ , tensão de saída  $V_o$ .

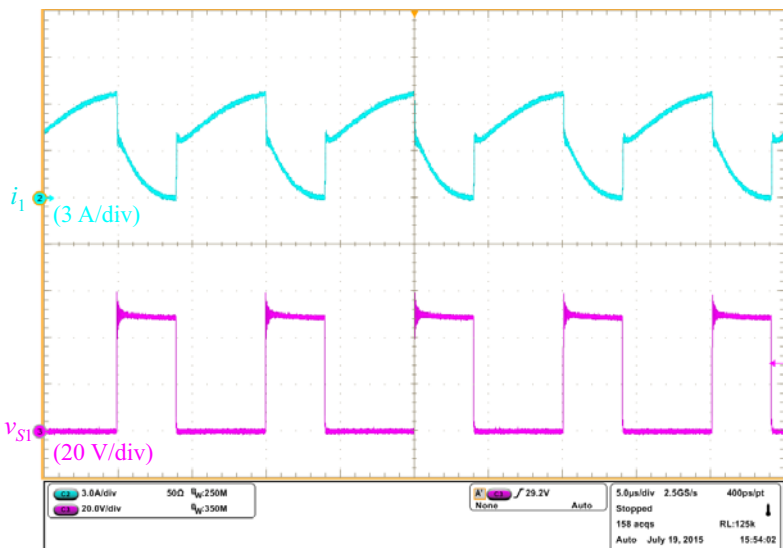


Figura 4.17 – Corrente no enrolamento primário e tensão no interruptor  $S_1$ .

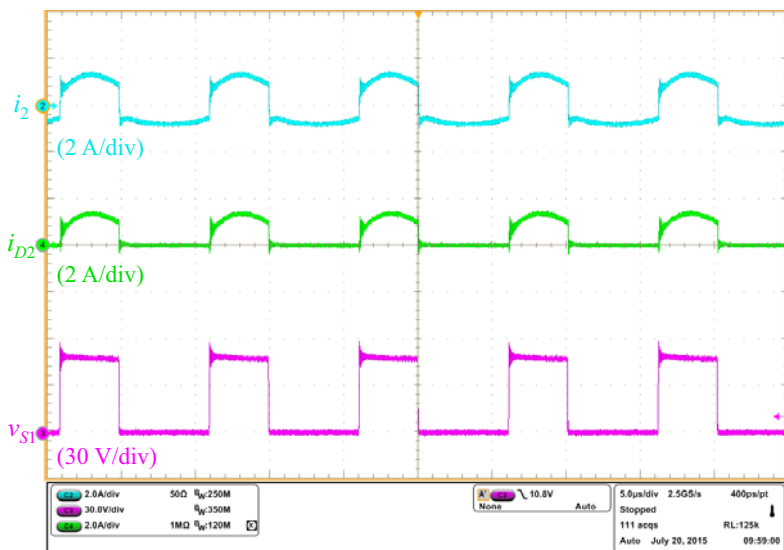


Figura 4.18 – Corrente no enrolamento secundário, corrente no diodo  $D_2$  e tensão no interruptor  $S_1$ .

- Célula de ganho III- $A_1B_0$  (polaridade negativa):

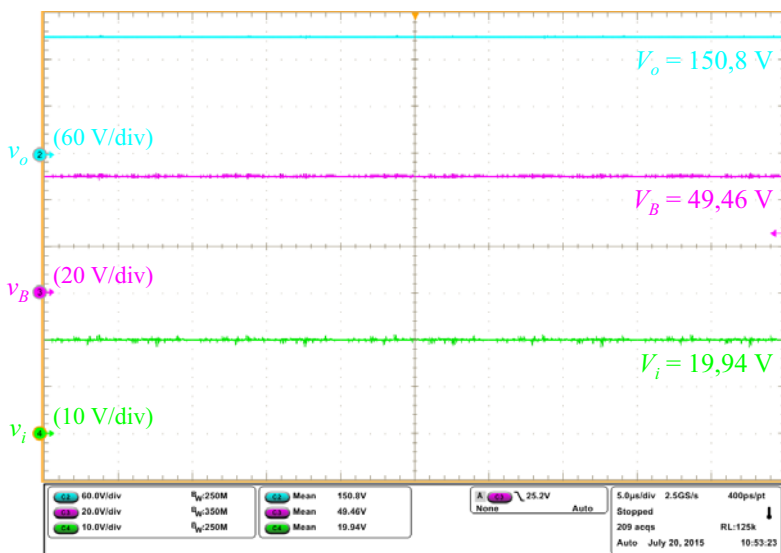


Figura 4.19 – Tensão de entrada  $V_i$ , tensão Boost  $V_B$ , tensão de saída  $V_o$ .

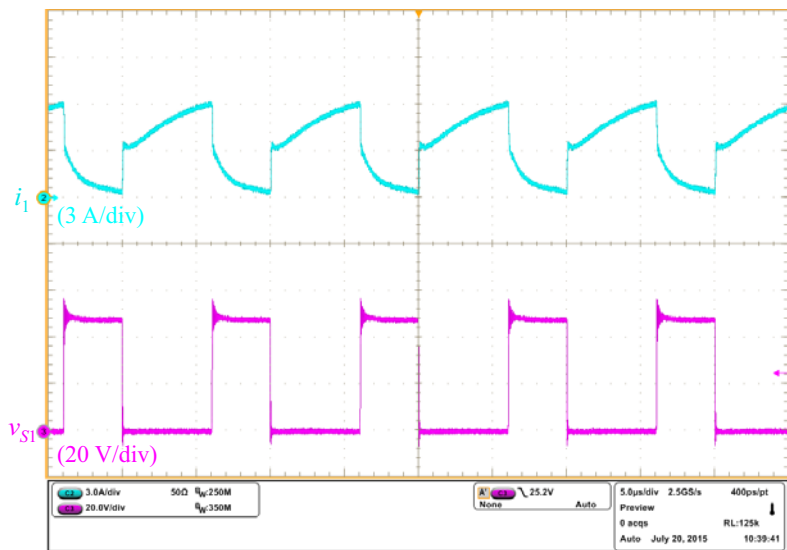


Figura 4.20 – Corrente no enrolamento primário e tensão no interruptor  $S_1$ .

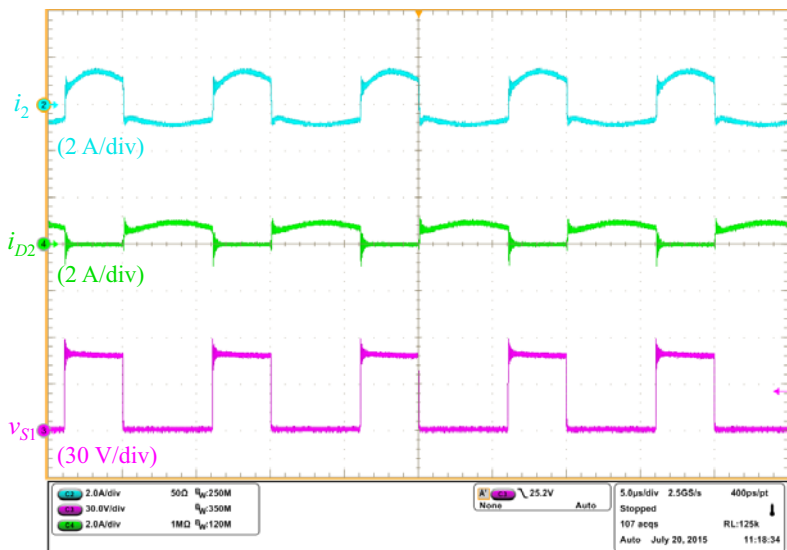


Figura 4.21 – Corrente no enrolamento secundário, corrente no diodo  $D_2$  e tensão no interruptor  $S_1$ .

Verifica-se que as formas de onda apresentadas são condizentes com a análise realizada neste trabalho, embora apresentem formas de onda mais onduladas, indicando proximidade entre o intervalo de tempo e o período de ressonância do circuito equivalente de algumas etapas de operação.

#### 4.4 Extensão do conceito de célula de ganho

A seguir são apresentados alguns tópicos extras referentes às células de ganho.

##### 4.4.1 Conversor *Boost* com múltiplas células de ganho

Durante o estudo realizado neste trabalho foi considerada a presença de apenas uma célula de ganho, no entanto, é possível que múltiplas células de ganho sejam adicionadas ao conversor *Boost*, conforme ilustra a Figura 4.22.

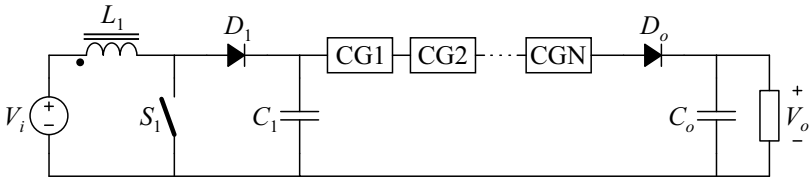


Figura 4.22 – Conversor *Boost* com múltiplas células de ganho.

O ganho estático do conversor *Boost* com múltiplas células de ganho é expresso por:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + \sum_{j=1}^N [a_j n_j - (a_j - b_j) n_j D]}{1 - D} \quad (4.6)$$

No caso em que todas as células são idênticas, (4.6) pode ser reduzida para (4.7).

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1 + N[an - (a - b)nD]}{1 - D} \quad (4.7)$$

Embora esse tópico tenha mais valor didático do que prático, ele

representa o princípio dos conversores de alto ganho com indutores acoplados de vários enrolamentos, conforme [40].

#### 4.4.2 Células de ganho em outros conversores estáticos

As células de ganho discutidas neste trabalho podem ser adicionadas a outros conversores cc-cc básicos, transformando-os em novos conversores com características diferentes. A Tabela 4.16 apresenta o ganho estático para alguns conversores conhecidos utilizando células de ganho. Com o objetivo de facilitar a visualização, a Figura 4.23 apresenta os ganhos estáticos desses conversores em função da razão cíclica.

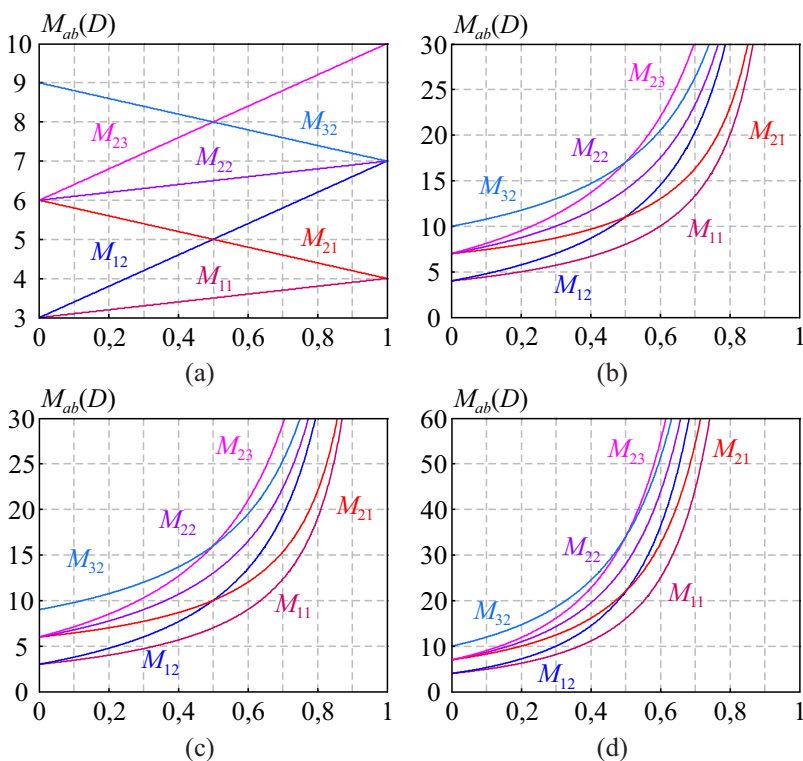


Figura 4.23 – Ganhos estáticos com células de ganho inseridas nos conversores (a) Buck, (b) Boost, (c) Buck-Boost e (d) Boost Quadrático para  $n = 3$ .

Por meio da Figura 4.23 (a) é possível observar que o conversor



*Buck* transforma-se em um conversor elevador com característica linear. O ganho estático do conversor *Buck-Boost* com célula de ganho, Figura 4.23 (c), assemelha-se muito com o conversor *Boost* com célula de ganho estudado neste trabalho, Figura 4.23 (b), principalmente com o aumento de  $n$  e/ou pares capacitor-diodo. Por fim, o conversor *Boost Quadrático*, por possuir adicionalmente a técnica de cascadeamento, permite a obtenção de ganhos ainda mais elevados, conforme ilustrado na Figura 4.23 (d).

Tabela 4.16 – Ganho estático de alguns conversores com células de ganho.

<b>Conversor</b>	$V_a$	$V_b$	$M_{ab}$
<i>Buck</i>	$n(1-D)V_i$	$nDV_i$	$D + an - (a-b)nD$
<i>Boost</i>	$nV_i$	$\frac{nD}{1-D}V_i$	$\frac{1 + an - (a-b)nD}{1-D}$
<i>Buck-Boost</i>	$nV_i$	$\frac{nD}{1-D}V_i$	$\frac{D + an - (a-b)nD}{1-D}$
<i>Boost Quadrático</i>	$\frac{n}{1-D}V_i$	$\frac{nD}{(1-D)^2}V_i$	$\frac{1 + an - (a-b)nD}{(1-D)^2}$

Na literatura encontram-se exemplos dos conversores *Buck-Boost* [18] e *Boost Quadrático* [20], [33] com célula de ganho.

#### 4.4.3 Conversores cc-cc bidirecionais utilizando células de ganho

Conversores bidirecionais de alto ganho podem ser obtidos a partir da substituição dos diodos por interruptores bidirecionais em corrente. Na literatura encontra-se um exemplo do conversor *Boost* bidirecional com célula de ganho [50].

#### 4.4.4 Outras células de ganho

Durante este trabalho notou-se a possibilidade de aumentar o ganho estático do conversor *Boost* com célula de ganho de polaridade positiva. Para isso, é necessário realizar as alterações apresentadas na Figura 4.24 e na Figura 4.25. Tais alterações fazem com que a tensão  $V_B$  seja também aproveitada pela célula de ganho, resultando em (4.8).

$$M' = \frac{2 + an - (a - b)nD}{1 - D}. \quad (4.8)$$

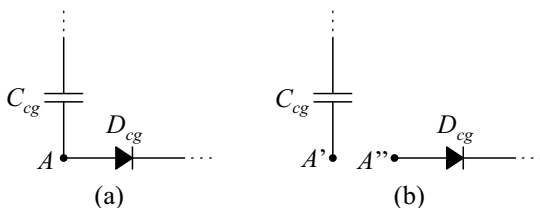


Figura 4.24 – (a) célula de ganho original e (b) nova célula de ganho.

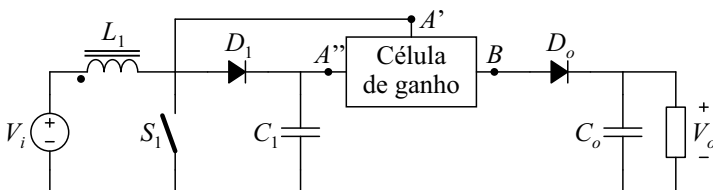


Figura 4.25 – Conversor *Boost* com outra célula de ganho.

A Figura 4.26 ilustra o ganho estático do conversor *Boost* com essa nova célula de ganho e com a célula de ganho original, para os mesmos índices  $a$  e  $b$  e relação de transformação  $n$ .

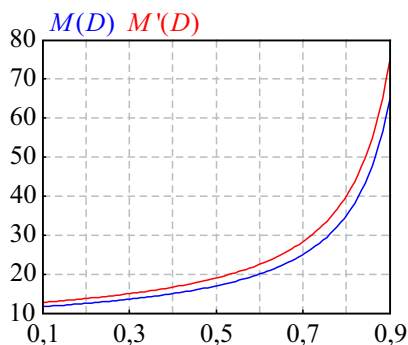


Figura 4.26 – Ganhos estáticos do conversor *Boost* com a nova célula de ganho e com a célula de ganho original ( $a = 2$ ,  $b = 1$  e  $n = 5$ ).

Na literatura encontram-se exemplos dos conversores *Boost* [30] e *Boost Quadrático* [34] com essa outra configuração de célula de ganho.

## **4.5 Conclusão**

Neste capítulo foi apresentada uma metodologia para criação das células de ganho a partir da adição de multiplicadores de tensão no secundário do indutor acoplado.

Baseando-se nessa metodologia, foi construído um protótipo capaz de operar com 18 (dezoito) diferentes células de ganho, possibilitando a comparação entre os ganhos estáticos teóricos, simulados e experimentais, além de validar as formas de onda apresentadas no capítulo 3.

Por fim, foi apresentada uma breve extensão do conceito de célula de ganho, como, por exemplo, a possibilidade de serem inseridas em outros conversores cc-cc básicos, resultando em novos conversores de alto ganho.



## EXEMPLO DE PROJETO OTIMIZADO DO CONVERSOR *Boost* COM CÉLULA DE GANHO PARA APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS

O estudo de conversores cc-cc de alto ganho e alto rendimento foi motivado pela necessidade de conversores com essas características em aplicações fotovoltaicas, conforme elucidado no capítulo 1. Por conseguinte, considerou-se importante que um conversor *Boost* com célula de ganho fosse implementado para a devida aplicação, nesse caso o sistema da Figura 5.1.

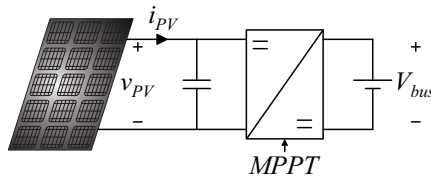


Figura 5.1 – Sistema considerado para o projeto.

Além disso, julgou-se interessante que esse projeto fosse otimizado, visto que existem muitos graus de liberdade que podem alterar o seu rendimento, como, por exemplo, frequência de comutação, relação de transformação, célula de ganho, assim como diferentes componentes e materiais elétricos. Outro fator importante para que a estrutura da Figura 5.1 tenha alto rendimento é o método de *MPPT* utilizado. Assim, dando sequência aos métodos baseados na medição da temperatura do módulo fotovoltaico [51] - [53], este capítulo também apresenta um novo método com elevado rendimento de rastreamento.

### 5.1 Módulo fotovoltaico

O módulo fotovoltaico empregado no projeto será o KC200GT, de 200 W de pico, fabricado pela Kyocera. De acordo com a folha de dados do fabricante, esse módulo apresenta as características elétricas listadas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Especificações elétricas do módulo KC200GT no *STC* (*Standard Test Conditions*):  $S = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  e  $AM = 1,5$ .

Potência máxima	$P_{mp}^{STC}$	200 W
Tensão de máxima potência	$V_{mp}^{STC}$	26,3 V
Corrente de máxima potência	$I_{mp}^{STC}$	7,61 A
Tensão de circuito aberto	$V_{ca}^{STC}$	32,9 V
Corrente de curto-circuito	$I_{cc}^{STC}$	8,21 A
Coefficiente de temperatura da corrente de curto-circuito	$\mu_{Icc}$	$3,18 \cdot 10^{-3} \text{ A/}^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura da tensão de circuito aberto	$\mu_{Vca}$	$-1,23 \cdot 10^{-1} \text{ V/}^\circ\text{C}$
Coefficiente de temperatura da tensão de máxima potência	$\mu_{Vmp}$	$-1,40 \cdot 10^{-1} \text{ V/}^\circ\text{C}$

Em (5.1) e (5.2) apresentam-se as expressões que permitem determinar as tensões geradas pelo arranjo fotovoltaico, quando operando no ponto de máxima potência e em circuito aberto, em função da temperatura e das grandezas estabelecidas pelo fabricante nas condições padrão de teste [52].

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + (T - T^{STC}) \mu_{Vmp} \quad (5.1)$$

$$V_{ca}(T) = V_{ca}^{STC} + (T - T^{STC}) \mu_{Vca} \quad (5.2)$$

Considerando que a temperatura no módulo não extrapole os limites entre 0 e 70 °C, encontram-se (5.3) e (5.4).

$$\begin{cases} V_{mp}(0) = 26,3 + (0 - 25) \cdot (-0,140) = 29,8 \text{ V} \\ V_{mp}(70) = 26,3 + (70 - 25) \cdot (-0,140) = 20 \text{ V} \end{cases} \quad (5.3)$$

$$\begin{cases} V_{ca}(0) = 32,9 + (0 - 25) \cdot (-0,123) = 35,975 \text{ V} \\ V_{ca}(70) = 32,9 + (70 - 25) \cdot (-0,123) = 27,365 \text{ V} \end{cases} \quad (5.4)$$

Mediante o exposto, é possível definir os valores extremos da tensão de saída do módulo fotovoltaico. Uma vez que este operará

apenas no *MPPT*:

$$\begin{cases} V_{PVmin} = V_{mp}(70) = 20 \text{ V} \\ V_{PVmax} = V_{mp}(0) \approx 30 \text{ V} \end{cases} \quad (5.5)$$

Assumindo que um inversor ponte completa, com barramento fixado em 400 V para conexão com a rede elétrica comercial, seja conectado na saída do conversor cc-cc, a faixa de ganho necessária para elevar a tensão de entrada  $v_{PV}$  ao valor da tensão de saída  $V_{bus}$  do conversor pode ser expressa por (5.6).

$$\left. \begin{aligned} G_{min} &= \frac{V_{bus}}{V_{PVmax}} = \frac{400}{30} = 13,33 \\ G_{max} &= \frac{V_{bus}}{V_{PVmin}} = \frac{400}{20} = 20 \end{aligned} \right\} \Rightarrow 13,33 \leq G \leq 20 \quad (5.6)$$

O resultado oriundo de (5.6) evidencia a necessidade de um conversor elevador de altíssimo ganho. Idealmente qualquer uma das células de alto ganho poderia ser utilizada, haja vista que é possível ajustar o ganho estático por meio da relação de transformação. No entanto, pretende-se escolher o conversor que apresentar os melhores resultados obtidos por um algoritmo de otimização do rendimento, para isso é essencial que um bom modelo de perdas seja utilizado.

## 5.2 Modelo de perdas

No modelo de perdas serão consideradas as perdas no interruptor, nos diodos e no indutor acoplado. As perdas nos capacitores não serão consideradas na otimização, apenas serão contabilizadas após o projeto, visto que serão utilizados apenas capacitores com baixa resistência série equivalente. As perdas auxiliares não serão contabilizadas.

### 5.2.1 Perdas no interruptor $S_1$

As perdas no interruptor  $S_1$  podem ser separadas em perdas de condução  $P_{cond}$  e perdas de comutação  $P_{com}$ :

$$P_{S1} = P_{cond} + P_{com} \quad (5.7)$$

### 5.2.1.1 Perdas de condução

Considerando o emprego de um *MOSFET*, as perdas de condução são dadas por (5.8), de tal forma que  $r_{ds}$  corresponde à resistência entre o *drain* e o *source* do interruptor em condução.

$$P_{cond} = I_{S1ef}^2 r_{ds} \quad (5.8)$$

### 5.2.1.2 Perdas de comutação

A equação comumente utilizada e aceita na literatura para estimar as perdas de comutação em *MOSFETs* é dada por (5.9). Onde  $t_{on}$  e  $t_{off}$  são, respectivamente, os tempos de comutação para entrada em condução e bloqueio, e  $C_{oss}$  é a capacitância de saída.

$$P_{com} = \frac{1}{2} I_{S1p} V_{S1p} (t_{on} + t_{off}) f_s + \frac{1}{2} C_{oss} V_{S1p}^2 f_s \quad (5.9)$$

No entanto, em recentes estudos [54], foi constatado que o termo referente às perdas ocasionadas por  $C_{oss}$  é redundante e errôneo. Além disso, conforme anteriormente relatado, todos os interruptores  $S_1$  dos conversores estudados apresentam comutação suave do tipo *ZCS* na entrada em condução. Logo, a expressão (5.10) pode ser reduzida a:

$$P_{com} = \frac{1}{2} I_{S1p} V_{S1p} t_{off} f_s. \quad (5.10)$$

O tempo  $t_{off}$  é obtido mediante (5.11) e (5.12).

$$t_{off} = \frac{Q_{sw}}{I_g} \quad (5.11)$$

$$I_g = \frac{V_{gs} - V_p}{R_g} \quad (5.12)$$

Onde:

- $Q_{sw}$  – Carga para comutação do *gate*;
- $I_g$  – Corrente de *gate*;
- $V_{gs}$  – Tensão entre o *gate* e o *source*;
- $V_p$  – Tensão de *Plateau* do *gate*;
- $R_g$  – Resistor de *gate*.



### 5.2.2 Perdas nos diodos $D_1$ , $D_2$ e $D_{cg}$

As perdas nos diodos serão resumidas em perdas de condução, haja vista que serão utilizados apenas diodos rápidos do tipo *Schottky*, nos quais a corrente de recuperação reversa é nula, existindo apenas uma pequena corrente necessária para carregar o capacitor de junção, que pode ser desprezada. Assim, tem-se:

$$P_D = I_{Def}^2 r_T + I_D V_T . \quad (5.13)$$

### 5.2.3 Perdas no indutor acoplado

Para o caso de magnéticos, as perdas são divididas em perdas no núcleo  $P_{fe}$  e perdas no cobre  $P_{cu}$ :

$$P_M = P_{fe} + P_{cu} . \quad (5.14)$$

Diferentemente dos demais componentes, o indutor acoplado precisa ser projetado e desenvolvido em laboratório, portanto, é interessante que seu projeto seja descrito antes da estimação de suas perdas.

#### 5.2.3.1 Projeto do indutor acoplado

Para o projeto do indutor acoplado é importante o conhecimento das especificações do condutor e do núcleo presentes, respectivamente, na Tabela 5.2 e na Tabela 5.3.

Tabela 5.2 – Especificações do condutor.

$S_{cu}$	Área da secção transversal do fio de cobre
$S_f$	Área da secção transversal do fio de cobre com isolamento
$d_{cu}$	Diâmetro do fio de cobre
$d_f$	Diâmetro do fio de cobre com isolamento
$\alpha_{20}$	Coefficiente de temperatura do cobre a 20 °C
$\rho_{20}$	Resistividade do cobre a 20 °C

Inicialmente, calcula-se o número de espiras  $N_1$  e  $N_2$  dos enrolamentos primário e secundário de acordo com (5.15) e (5.16), de modo que a densidade de fluxo máxima  $B_{m\acute{a}x}$  não ultrapasse  $B_{sat}$ .

$$N_1 = \left\lceil \frac{L_m I_M}{A_e B_{m\acute{a}x}} \right\rceil \quad (5.15)$$

$$N_2 = \lceil n N_1 \rceil \quad (5.16)$$

Tabela 5.3 – Especificações do núcleo.

$A_e$	Área efetiva da secção transversal
$A_w$	Área da janela do núcleo
$l_e$	Comprimento efetivo do percurso magnético
$l_t$	Comprimento médio de uma espira
$V_e$	Volume efetivo do núcleo
$\mu_n$	Permeabilidade relativa do núcleo
$B_{sat}$	Densidade de fluxo de saturação

De acordo com [47], uma boa distribuição da corrente para redução das perdas consiste na utilização da mesma densidade de corrente  $J_o$  para ambos os enrolamentos. Partindo dessa premissa, desenvolveu-se (5.17), em que  $k_u$  é o fator de ocupação da área da janela do núcleo. Caso (5.18) seja desrespeitada, o projeto é descartado.

$$J_o = \frac{S_f}{S_{cu}} \frac{(N_1 I_{1ef} + N_2 I_{2ef})}{k_u A_w} \quad (5.17)$$

$$J_{min} \leq J_o \leq J_{m\acute{a}x} \quad (5.18)$$

No próximo passo determina-se o número de condutores a serem associados em paralelo para cada enrolamento ( $e$ ):

$$n_{(e)} = \left\lceil \frac{I_{(e)ef}}{J_o S_{cu}} \right\rceil. \quad (5.19)$$

Por fim, pode-se calcular outras informações úteis para a confecção do indutor acoplado, como, por exemplo, espessura do entreferro, comprimento dos chicotes e estimativa da indutância de dispersão com e sem *interleaving*, conforme o método apresentado no Apêndice D.

### 5.2.3.2 Perdas no núcleo

Os métodos usualmente empregados na estimação de perdas no núcleo são baseados em fórmulas empíricas, cuja principal vantagem é o fato de utilizarem parâmetros fornecidos pelos fabricantes, não havendo, assim, a necessidade de serem realizados experimentos extras.

A equação empírica mais conhecida é a de *Steinmetz* (5.20) [55], onde  $P_v$  é o valor médio das perdas por unidade de volume;  $B_p$  é o valor de pico da indução magnética (ou densidade de fluxo magnético);  $f$  é a frequência de uma excitação senoidal;  $k$ ,  $\alpha$  e  $\beta$  são parâmetros empíricos dependentes da frequência, da indução magnética, da temperatura e do material. Tais parâmetros, caso não fornecidos pelo fabricante, podem ser obtidos mediante interpolação logarítmica do gráfico  $P_v$  por  $f$  e  $B_p$  para uma dada temperatura [47], [56].

$$P_v = kf^\alpha B_p^\beta \quad (5.20)$$

No entanto, os parâmetros empíricos e os dados fornecidos pelos fabricantes de materiais magnéticos são válidos apenas para excitação senoidal, fato que impede a obtenção de bons resultados em eletrônica de potência, haja vista que normalmente os materiais magnéticos são expostos a formas de onda não senoidais.

Visando resolver esse problema, diversos trabalhos propõem modificações na equação (5.20) a fim de atender formas de onda não senoidais. Os mais conhecidos são o *MSE* (*Modified Steinmetz Equation*) [57], o *GSE* (*Generalized Steinmetz Equation*) [58] e o *iGSE* (*improved GSE*) [59] – desenvolvido também de maneira independente por [60] e denominado *NSE* (*Natural Steinmetz Equation*).

Neste trabalho optou-se por utilizar o método *NSE* (ou *iGSE*), uma vez que, dentre os citados, é o que apresenta melhores resultados. Ademais, em [60] é apresentada a equação (5.21) para o cálculo de perdas no núcleo com tensão quadrada e razão cíclica  $D$ , em que  $\Delta B$  é o valor pico a pico da indução magnética.

$$P_{fe} = k_N (2f_s)^\alpha (\Delta B)^\beta \left[ D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha} \right] V_e \quad (5.21)$$

A constante  $k_N$  pode ser obtida a partir do gráfico da Figura 5.2 [60], enquanto que  $\Delta B$  pode ser determinado mediante a lei de *Faraday*, resultando em (5.22).

$$\Delta B = 2B_p = \frac{V_i D T_s}{N_1 A_e} \quad (5.22)$$

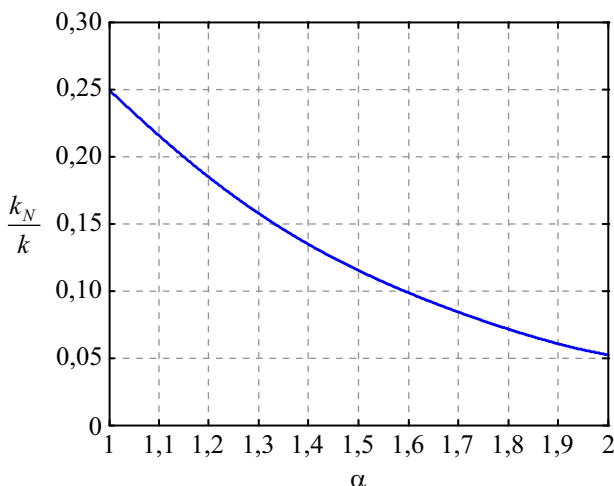


Figura 5.2 – Razão entre as constantes  $k_N$  e  $k$  em função de  $\alpha$ .

### 5.2.3.3 Perdas nos enrolamentos

A estimação de perdas nos enrolamentos de componentes magnéticos torna-se uma difícil tarefa quando estes operam em alta frequência. Tal dificuldade deve-se à distribuição não uniforme das correntes nos condutores, ocasionada pelo efeito pelicular (*skin effect*) e pelo efeito de proximidade (*proximity effect*). Esses efeitos podem aumentar significativamente a resistência ca ( $R_{ca}$ ) dos condutores quando comparada à resistência cc ( $R_{cc}$ ), fazendo com que as perdas nos enrolamentos piorem gradativamente com o aumento da frequência.

Ambos os efeitos são resultados diretos da lei de *Faraday*, em que correntes parasitas (*eddy currents*) são induzidas no condutor com o intuito de se oporem ao fluxo criado pelas componentes alternadas das correntes nos enrolamentos [47]. Resumidamente, quando uma corrente ca flui em um condutor, a densidade de corrente tende a decrescer da superfície para o centro do condutor, caracterizando o efeito pelicular. O efeito de proximidade é similar, porém é causado pela corrente ca que flui em um condutor próximo. Essa corrente causa um campo variante no tempo e induz uma corrente circular no condutor [61].

As perdas referentes ao efeito pelicular e ao efeito de proximidade podem ser reduzidas por meio da utilização de fios *Litz* [62]. Esse tipo de condutor consiste em múltiplos fios de cobre isolados individualmente e torcidos ou entrelaçados. Algumas vezes, o termo “fio *Litz*” é reservado a condutores desenvolvidos de acordo com um padrão cuidadosamente prescrito [62]. No entanto, neste trabalho, os fios *Litz* utilizados são construídos com fios de cobre *AWG* (*American Wire Gauge*) simplesmente torcidos, não atendendo a nenhum padrão específico.

Muitos métodos para o cálculo analítico de perdas nos enrolamentos em alta frequência foram propostos na literatura no século passado [63], sendo os mais conhecidos os chamados método de *Dowell* [64] e método de *Ferreira* [65]. Há ainda métodos mais recentes, como os discutidos em [66] e [67]. Neste trabalho optou-se por utilizar as equações apresentadas em [66] por proporcionar uma análise detalhada do cálculo de perdas em enrolamentos com fio *Litz*.

Assim sendo, a expressão da perda no cobre para cada enrolamento é definida em (5.23), onde  $m$  é a ordem da componente harmônica da corrente  $i_{(e)}$ .

$$P_{cu(e)} = R_{cc(e)} I_{(e)}^2 + \sum_{m=1}^{\infty} R_{ca(e),m} I_{(e),m}^2, \quad (5.23)$$

As resistências  $R_{cc}$  e  $R_{ca}$  podem ser obtidas, respectivamente, mediante (5.24) e (5.25), em que  $n_{cam(e)}$  é número de camadas e  $d_{L(e)}$  é o diâmetro do fio de *Litz* para cada enrolamento, enquanto que  $T_{máx}$  corresponde à temperatura máxima no cobre.

$$R_{cc(e)} = \frac{N_{(e)} \rho_{20} \left[ 1 + \alpha_{20} (T_{máx} - 20) \right] l_t}{n_{(e)}} \quad (5.24)$$

$$R_{ca(e),m} = R_{cc(e)} \left[ F_{R,m} + G_{R,m} \left( k_F \frac{4n_{cam(e)}^2 - 1}{12d_f^2} + \frac{n_{(e)}^2}{2\pi^2 d_{L(e)}^2} \right) \right] \quad (5.25)$$

De modo que<sup>3</sup>:

---

<sup>3</sup>  $\text{ber}_v$  e  $\text{bei}_v$  são respectivamente as partes real e imaginária da função de *Bessel* de ordem  $v$  na forma de *Kelvin*.

$$F_{R,m} = \frac{\xi_m}{4\sqrt{2}} \left( \frac{\text{ber}_0(\xi_m) \text{bei}_1(\xi_m) - \text{ber}_0(\xi_m) \text{ber}_1(\xi_m)}{\text{ber}_1(\xi_m)^2 + \text{bei}_1(\xi_m)^2} + \dots - \frac{\text{bei}_0(\xi_m) \text{ber}_1(\xi_m) + \text{bei}_0(\xi_m) \text{bei}_1(\xi_m)}{\text{ber}_1(\xi_m)^2 + \text{bei}_1(\xi_m)^2} \right), \quad (5.26)$$

$$G_{R,m} = \frac{\xi_m \pi^2 d_{cu}^2}{2\sqrt{2}} \left( \frac{\text{ber}_2(\xi_m) \text{ber}_1(\xi_m) + \text{ber}_2(\xi_m) \text{bei}_1(\xi_m)}{\text{ber}_0(\xi_m)^2 + \text{bei}_0(\xi_m)^2} + \dots + \frac{\text{bei}_2(\xi_m) \text{bei}_1(\xi_m) - \text{bei}_2(\xi_m) \text{ber}_1(\xi_m)}{\text{ber}_0(\xi_m)^2 + \text{bei}_0(\xi_m)^2} \right), \quad (5.27)$$

e  $\xi_m$  é a relação entre o diâmetro do condutor  $d_{cu}$  e a profundidade de penetração  $\delta_m$  para cada harmônico (5.28) definida por (5.29).

$$\delta_m = \frac{1}{\sqrt{\pi(mf_s)\mu_0\sigma}} = \frac{\delta}{\sqrt{m}} \quad (5.28)$$

$$\xi_m = \frac{d_{cu}}{\delta_m \sqrt{2}} \quad (5.29)$$

O fator de correção de campo  $k_F$  é proposto por [56] a fim de que as perdas ocasionadas por espraçamento (*fringing*) das linhas de campo magnético no entreferro sejam consideradas:

$$k_F = \frac{3,44(0,505 - \kappa)^2 + 0,688}{\kappa}. \quad (5.30)$$

O parâmetro  $\kappa$  é a taxa de distância característica definida como:

$$\kappa = k_s \frac{3l_{eg} + h}{3b_F}. \quad (5.31)$$

Onde:

- $l_{eg}$  – Distância entre o enrolamento e o entreferro;
- $h$  – Espessura dos enrolamentos;
- $b_F$  – Largura da janela do núcleo;
- $k_s$  – Fator de simetria (igual a 2 para núcleo EE).

### 5.3 Função objetivo e restrições

Com o modelo de perdas definido, pode-se determinar a função objetivo. Nesse exemplo de projeto optou-se por otimizar apenas o rendimento do conversor. Tal decisão deve-se ao fato de que, nesse tipo de aplicação, os conversores vêm sendo fixados atrás dos módulos fotovoltaicos, assim, considera-se desnecessário estabelecer uma parcela referente ao volume na função objetivo, restringindo-se apenas a altura do indutor acoplado para que possa ser inserido atrás do módulo KC200GT. Ademais, a função objetivo poderia considerar o custo do projeto, no entanto, por ser um trabalho acadêmico, sem objetivos econômicos, decidiu-se não adentrar nesse mérito.

Normalmente o rendimento de um conversor é maximizado para um ponto de operação fixo – muitas vezes a potência nominal. Nesse caso, a função objetivo poderia ser simplesmente definida pela eficiência  $\eta$  em um dado ponto de operação:

$$\min f(n, f_s, k_m) = -\frac{P_o}{P_o + P_{perdas}(n, f_s, k_m)} = -\eta(n, f_s, k_m)$$

$$\text{sujeito a } \begin{cases} n_{\max} \leq n \leq n_{\min} \\ f_{s\_m\acute{a}x} \leq f_s \leq f_{s\_m\acute{i}n} \\ k_{m\_m\acute{a}x} \leq k_m \leq k_{m\_m\acute{i}n} \end{cases} \quad (5.32)$$

A função objetivo descrita em (5.32) é dependente da relação de transformação  $n$ , da frequência de comutação  $f_s$  e do fator  $k_m$ , definido por (5.33). Esse fator é uma forma indireta de limitar a indutância de dispersão  $L_k$ , haja vista depender do quadrado do número de espiras  $N_1$  do enrolamento primário, que por sua vez é diretamente proporcional à indutância magnetizante  $L_m$ . Para o cálculo da indutância magnetizante crítica  $L_{m\_crit}$  é definido que o conversor *Boost* com célula de ganho deve operar no MCC desde 10% da potência nominal.

$$k_m = \frac{L_m}{L_{m\_crit}} \quad (5.33)$$

Conforme mencionado, a função objetivo (5.32) possibilita a obtenção do máximo rendimento do conversor cc-cc operando em uma determinada potência. No entanto, em aplicações fotovoltaicas, é

importante que o conversor tenha a melhor eficiência possível em praticamente toda a faixa de potência, visto que a potência processada pelo módulo é proporcional à radiação solar [68], [69]. De fato, nessas aplicações, os conversores tendem a operar entre 30% e 80% de sua potência nominal durante 80% do tempo [69].

Para contornar esse problema, pode-se empregar eficiências ponderadas [70] como, por exemplo, a Americana  $\eta_{CEC}$ , definida por (5.34), e a Europeia  $\eta_{EUR}$ , dada por (5.35). Neste trabalho, optou-se por utilizar a eficiência  $\eta_{CEC}$ , visto que o projeto não garante a operação do conversor no MCC para 5% da potência nominal, necessário para o cálculo da eficiência  $\eta_{EUR}$ .

$$\eta_{CEC} = 0,04\eta_{10\%} + 0,05\eta_{20\%} + 0,12\eta_{30\%} + \dots + 0,21\eta_{50\%} + 0,53\eta_{75\%} + 0,05\eta_{100\%} \quad (5.34)$$

$$\eta_{EUR} = 0,03\eta_{5\%} + 0,06\eta_{10\%} + 0,13\eta_{20\%} + \dots + 0,10\eta_{30\%} + 0,48\eta_{50\%} + 0,20\eta_{100\%} \quad (5.35)$$

Para facilitar a notação matemática, (5.34) pode ser reescrita na forma matricial da seguinte maneira:

$$\eta_{CEC} = \mathbf{\eta}_{k_P} \cdot \mathbf{k}_{CEC}^T, \quad (5.36)$$

onde:

$$\mathbf{k}_{CEC} = [0,05 \quad 0,53 \quad 0,21 \quad 0,12 \quad 0,05 \quad 0,04], \quad (5.37)$$

$$\mathbf{k}_P = [100\% \quad 75\% \quad 50\% \quad 30\% \quad 20\% \quad 10\%]. \quad (5.38)$$

Logo, uma nova função objetivo pode ser definida por:

$$\min f(\mathbf{x}) = - \left( \frac{P_o \mathbf{k}_P}{P_o \mathbf{k}_P + \mathbf{P}_{perdas}(\mathbf{x}, \mathbf{k}_P)} \right) \mathbf{k}_{CEC}^T, \quad (5.39)$$

sujeito a  $\mathbf{x}_{m\acute{a}x} \leq \mathbf{x} \leq \mathbf{x}_{m\acute{i}n}$

tal que:

$$\mathbf{x} = [n \quad f_s \quad k_m]. \quad (5.40)$$

A título de ilustração, a Figura 5.3 apresenta os resultados de



otimização de um mesmo conversor para as funções objetivo (5.32) – na potência nominal – e (5.39). Conforme esperado, o resultado fornecido por (5.32) possui melhor rendimento na potência nominal em comparação com o apresentado por (5.39). No entanto, para potências inferiores a 90% da potência nominal, o resultado gerado por (5.39) passa a ser expressivamente melhor que o apresentado por (5.32).

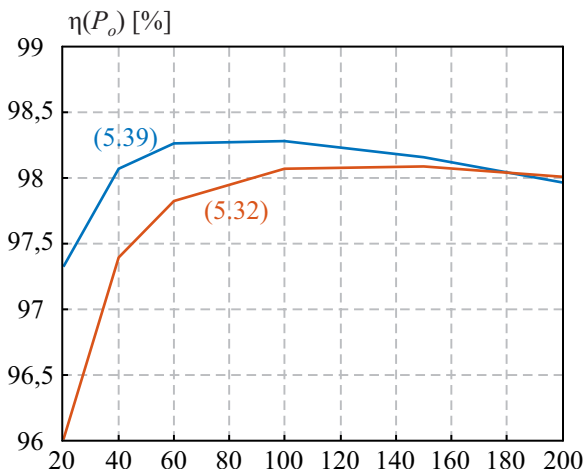


Figura 5.3 – Rendimento  $\eta_{CEC}$  do conversor *Boost* com a célula  $I-A_1B_1$  ( $a = 1$ ,  $b = 2$ ) para otimizações com as funções objetivo (5.32) e (5.39), sem considerar a limitação de altura do indutor acoplado.

As restrições nas variáveis independentes foram estabelecidas de modo que frequência de comutação  $f_s$  e o fator  $k_m$  possam variar entre 50 e 250 kHz e entre 1 e 1,5, respectivamente. No caso da relação de transformação  $n$ , as restrições são definidas de acordo com a função de ganho estático ideal. Mediante análises preliminares, verificou-se que o efeito da indutância de dispersão no ganho estático é mais acentuado nos extremos de razão cíclica. Além disso, assim como o conversor cc-cc *Boost* clássico, na prática, o ganho estático é reduzido em relação ao ganho estático ideal para razões cíclicas elevadas, devido às perdas.

Sendo assim, definiu-se que o conversor deve operar com razão cíclica entre 0,2 e 0,7. Visto que a tensão de entrada pode variar entre 20 e 30 V, dependendo da temperatura no módulo fotovoltaico, pode-se adotar o procedimento da Figura 5.4 para determinar os limites da relação de transformação  $n$ . Nesse procedimento,  $n_{20}$  e  $n_{30}$  são, na

devida ordem, as relações de transformação em função da razão cíclica para  $V_i = 20$  V e  $V_i = 30$  V. A área destacada, correspondente à região permitida, é determinada verificando, para ambas as tensões de entrada, os valores possíveis de  $n$  para que o conversor não opere fora da faixa de razão cíclica definida. Adotando esse procedimento para várias células de ganho obtém-se a Tabela 5.4.

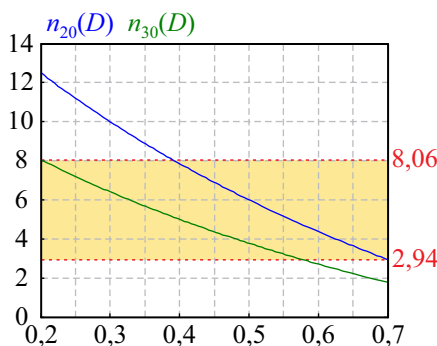


Figura 5.4 – Escolha dos limites de relação de transformação para célula I- $A_1B_1$  ( $a = 1$ ,  $b = 2$ ).

Tabela 5.4 – Limites para relação de transformação  $n$ .

$ab$	$n_{\min}$	$n_{\max}$
11	5,00	9,67
12	2,94	8,06
21	3,85	5,37
22	2,50	4,83
32	2,17	3,45
23	1,85	4,39

## 5.4 Otimização

A otimização foi realizada por meio do método *GlobalSearch* presente no *Toolbox Global Optimization* [71] do *software* Matlab<sup>®</sup>. A Figura 5.5 exibe o fluxograma geral do projeto otimizado, enquanto a Figura 5.6, a Figura 5.7 e a Figura 5.9 apresentam, na devida ordem, os fluxogramas referentes às perdas nos diodos, nos interruptores e no indutor acoplado, cujo projeto é descrito no fluxograma da Figura 5.8. O código desenvolvido no Matlab<sup>®</sup> encontra-se disponível no Apêndice F.

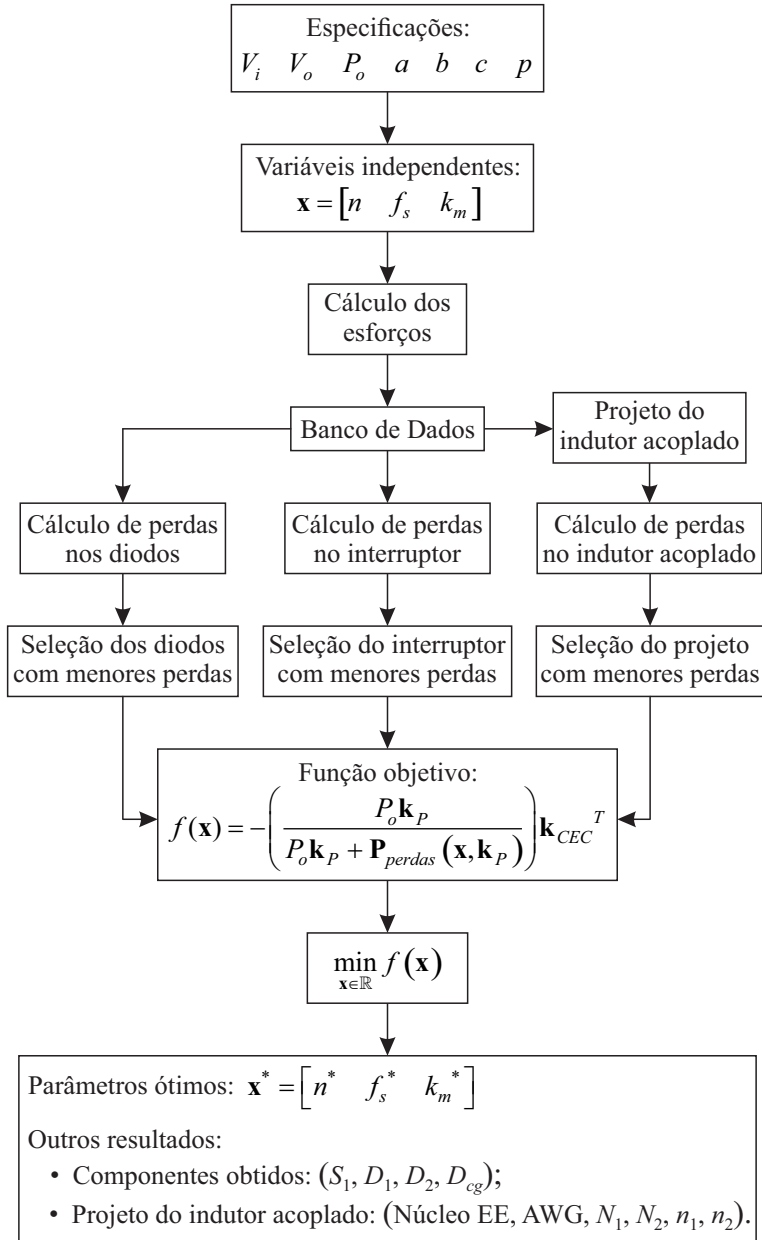


Figura 5.5 – Fluxograma geral do projeto otimizado.

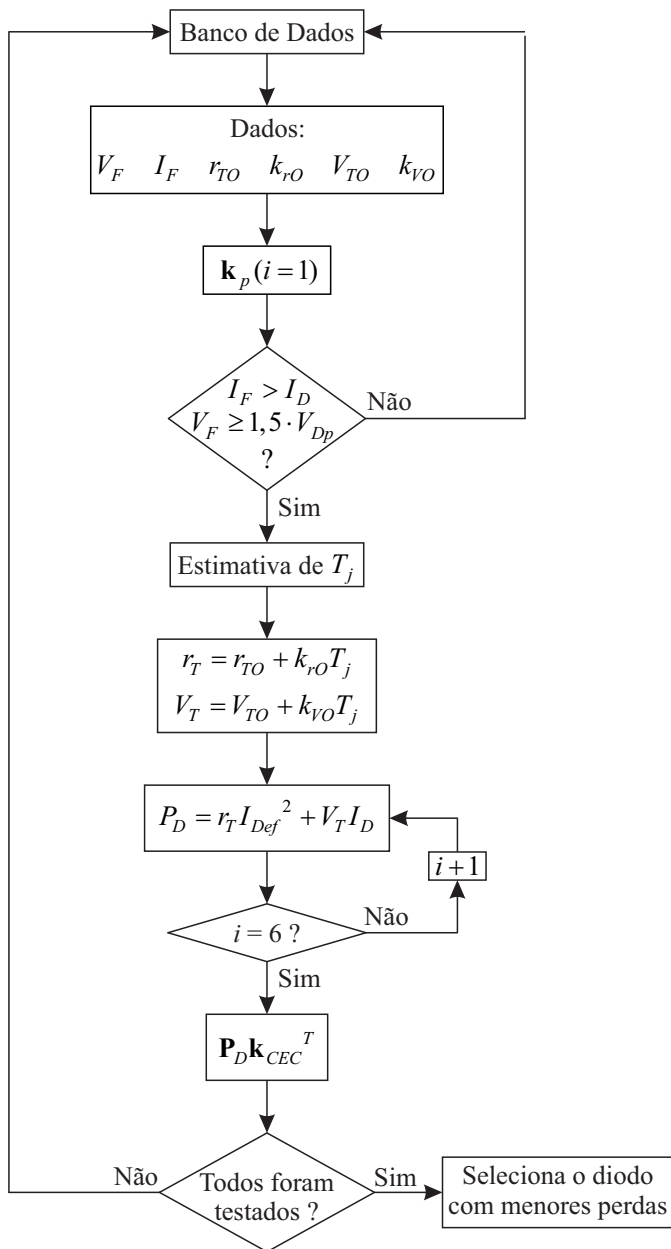


Figura 5.6 – Fluxograma do cálculo de perdas e escolha de diodos.

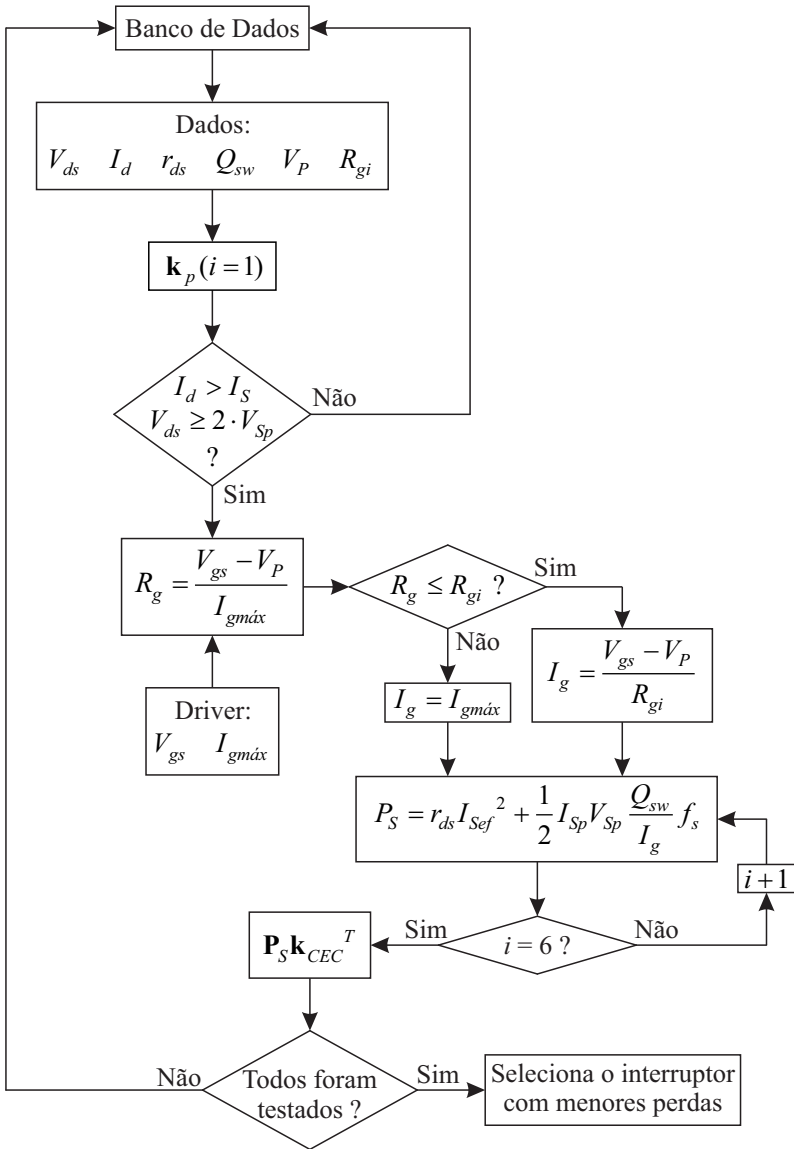


Figura 5.7 – Fluxograma do cálculo de perdas e escolha do interruptor.

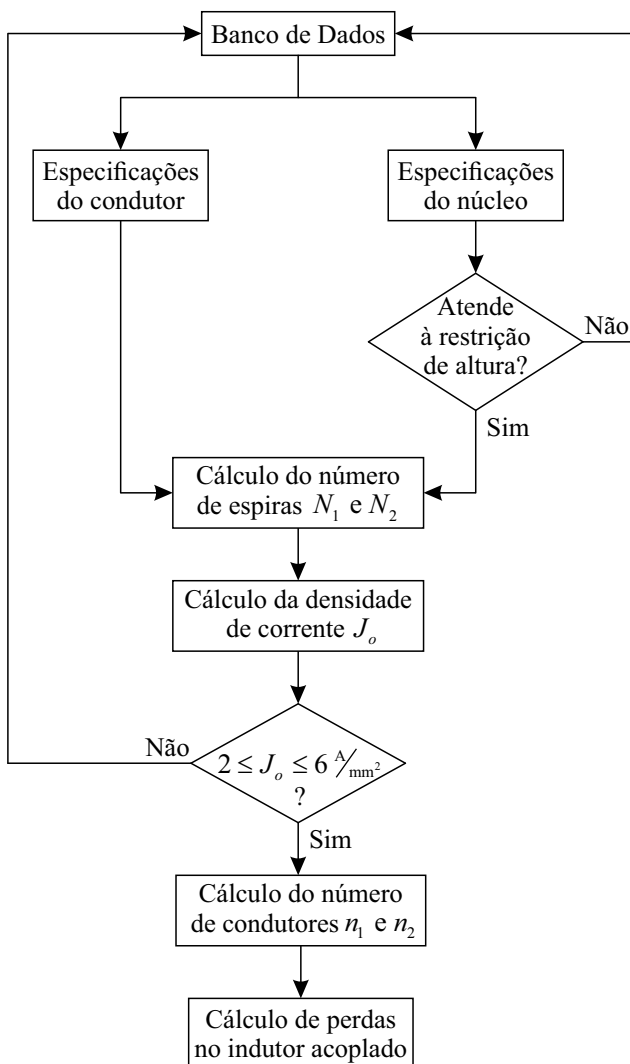


Figura 5.8 – Fluxograma do projeto do indutor acoplado presente na otimização.

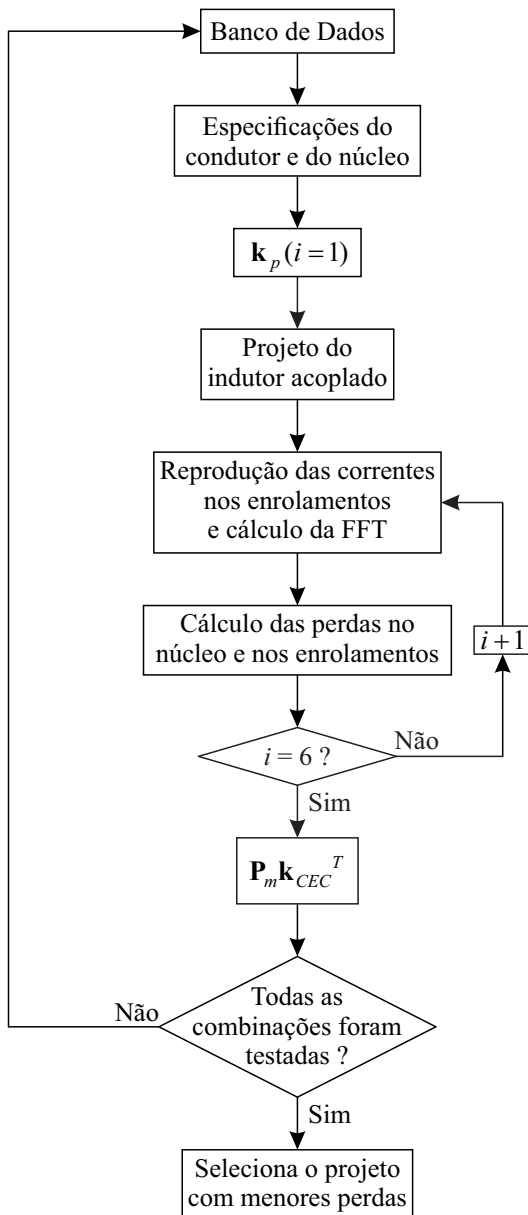


Figura 5.9 – Fluxograma do procedimento adotado para o cálculo de perdas e escolha do projeto do indutor acoplado.

O banco de dados utilizado é apresentado no Apêndice G. Os componentes semicondutores e os núcleos foram selecionados de acordo com a disponibilidade dos produtos no *site* da empresa *Digikey* em Outubro/2014, sendo que alguns componentes tiveram que ser excluídos do banco de dados em Janeiro/2014, quando o processo de compra foi iniciado. Os condutores foram determinados de acordo com a possibilidade de fabricação dos fios *Litz* pela empresa *Silbert*.

A Tabela 5.5 apresenta os resultados das otimizações realizadas para diferentes células de ganho. Em todos os casos, os componentes selecionados foram os presentes na Tabela 5.6.

Tabela 5.5 – Resultados obtidos por meio das otimizações.

CG	$\eta_{CEC}$ [%]	$f_s$ [kHz]	$N_1:N_2$	$n_1:n_2$	$L_m$ [ $\mu$ H]
III- $A_1B_0$	98,21	163,440	9:64	981:86	55,05
III- $A_0B_1$	98,25	160,148	9:64	982:86	56,09
I- $A_1B_1$	98,00	169,115	8:39	1078:146	40,68
II- $A_1B_1$	97,90	177,744	8:41	1070:140	64,10
III- $A_1B_2$	97,76	162,464	9:32	981:171	55,40
III- $A_2B_1$	97,78	142,374	10:38	870:148	60,63

Tabela 5.6 – Componentes do estágio de potência resultantes das otimizações.

$S_1$	FDB035N10A
$D_1$	V12P10
$D_2$	SCS215AJ
$D_{cg}$	SCS215AJ
Núcleo	E55/28/21 – N87
Condutor	AWG 41

Por meio dos resultados obtidos, nota-se que o rendimento piora com o aumento do número de pares capacitor-diodo. Tal resultado tem grande influência do banco de dados utilizado. Uma das vantagens em se aumentar o número de pares capacitor-diodo é a possibilidade de reduzir a relação de transformação do indutor acoplado, o que implica menor esforço de tensão nos diodos  $D_{cg}$  e  $D_2$ , possibilitando, por conjectura, a utilização de componentes com melhores figuras de mérito. Como todos os diodos do banco de dados são da ordem de 600 V, tal plausível vantagem torna-se irrelevante.



Evidentemente, esse é apenas um dos exemplos. De maneira geral, a otimização realizada é altamente dependente do banco de dados, que por sua vez, depende das tecnologias atualmente disponíveis e da possibilidade de compra, além das próprias escolhas do projetista.

## 5.5 Implementação Prática

De acordo com a Tabela 5.5, a célula de ganho III- $A_0B_1$  apresentou o melhor resultado e, conseqüentemente, optou-se por implementá-la conforme o sistema da Figura 5.1. A Figura 5.10 apresenta o esquemático do estágio de potência do conversor, enquanto a Figura 5.11 exhibe o protótipo desenvolvido em laboratório, cujos componentes podem ser observados na Figura 5.12.

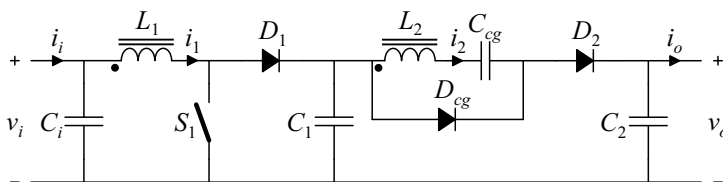


Figura 5.10 – Esquemático do estágio de potência.

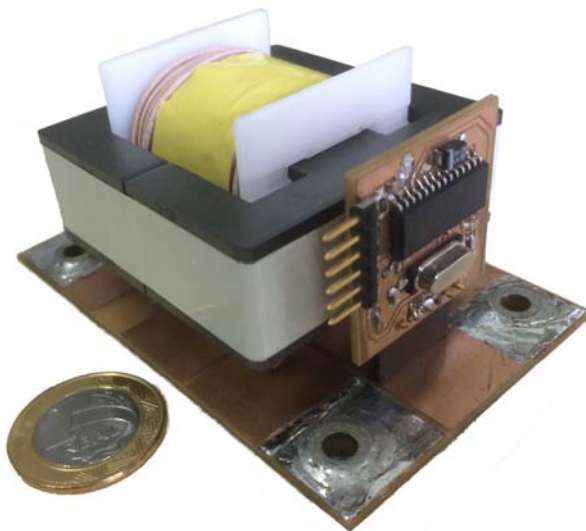


Figura 5.11 – Protótipo construído.

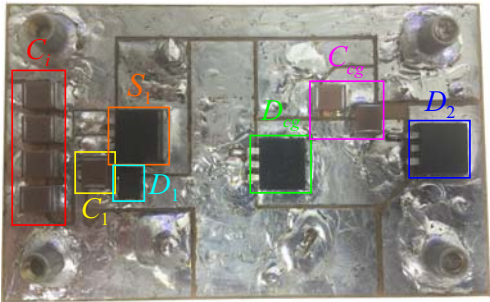


Figura 5.12 – Visão inferior do protótipo.

Os capacitores empregados são descritos na Tabela 5.7 e na Tabela 5.8, enquanto os parâmetros do driver utilizados são apresentados na Tabela 5.9.

Tabela 5.7 – Componentes utilizados.

Part Number	Tecnol.	Capacit.	Tensão	RSE
CKG57NX7S2A226M500JH	Cerâmico	22 $\mu$ F	100 V	8 m $\Omega$
R463N410000N2M	Filme	1 $\mu$ F	650 V	20 m $\Omega$

Tabela 5.8 – Capacitores utilizados.

Capacitor	Componentes	Ligação
$C_i$	4 x CKG57NX7S2A226M500JH	Paralelo
$C_1$	CKG57NX7S2A226M500JH	-
$C_{cg}$	2 x CKG57NX7S2A226M500JH	Série
$C_2$	2 x R463N410000N2M	Paralelo

Tabela 5.9 – Parâmetros utilizados para o driver UCC27511.

$V_{gs}$	11,4 V
$R_{ge} (source)$	1 $\Omega \pm 1\%$
$R_{ge} (sink)$	0,1 $\Omega \pm 1\%$

O indutor acoplado foi confeccionado de acordo com o projeto realizado durante a otimização e seus parâmetros são listados na Tabela 5.10. Nesse projeto, o fator de ocupação da área da janela do núcleo foi fixado em 0,4. A escolha de tal valor foi motivada pela necessidade de

garantir que o projeto pudesse ser executado, uma vez que a falha do mesmo implicaria a realização de um novo projeto otimizado, que resultaria em componentes diferentes dos adquiridos com a primeira otimização. Mediante a Figura 5.13, constata-se que esse fator  $k_u$  poderia ser superior, visto que ainda resta espaço considerável na janela do núcleo. O aumento desse fator poderia resultar em melhores rendimentos e até redução do tamanho do núcleo. Caso o indutor pudesse ser reprojetoado, adotaria-se um valor entre 0,5 e 0,6.

Tabela 5.10 – Parâmetros do indutor acoplado com *interleaving*.

Núcleo	E55/28/21 – N87
Primário	9 x 982/AWG41
Secundário	64 x 86/AWG41
$n$	7,07
$L_m$	54,6 $\mu$ H
$L_k$	0,25 $\mu$ H



Figura 5.13 – Indutor acoplado confeccionado.

Nos primeiros ensaios realizados com esse protótipo, notaram-se formas de ondas diferentes das analisadas para o conversor *Boost* com célula de ganho. Conforme pode ser observado na Figura 5.14, durante a condução do interruptor  $S_1$ , ao invés de a corrente no enrolamento primário ser crescente (em concordância com análise do capítulo 3), mostrou-se decrescente.

Ao investigar a causa desse efeito, descobriu-se sua relação com os tempos necessários para carregar os capacitores de junção dos diodos  $D_2$  e  $D_{cg}$ . Teoricamente, considerando modelos idealizados, o bloqueio

de tais diodos ocorre quando as correntes  $i_1$  e  $i_{Lm}$  são iguais, ou seja, quando a corrente  $i_2$  é nula. Contudo, na prática, os diodos  $D_2$  e  $D_{cg}$  são bloqueados apenas depois que as correntes nos seus capacitores de junção se extinguem. Basicamente isso implica maiores intervalos de tempo para as etapas transitórias (2ª e 5ª etapas de operação). Uma vez que a derivada de corrente nessas etapas transitórias é inversamente proporcional à indutância de dispersão, basta aumentá-la para que a corrente não cresça demasiadamente.

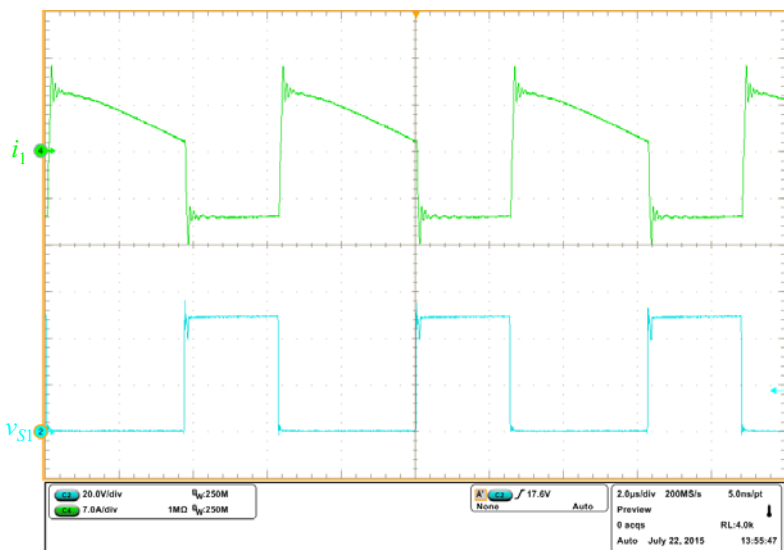


Figura 5.14 – Corrente no enrolamento primário<sup>4</sup> e tensão no interruptor  $S_1$  utilizando o indutor acoplado com *interleaving*.

Assim, visando à obtenção de uma indutância de dispersão maior para reduzir a derivada de corrente das etapas transitórias, optou-se por confeccionar um novo indutor acoplado sem *interleaving* (ver Apêndice D), cujos parâmetros são apresentados na Tabela 5.11. A partir da Figura 5.15 nota-se que a corrente  $i_1$  passou a ser mais próxima da análise teórica realizada neste trabalho. Logo, por esse motivo, decidiu-se realizar os experimentos com o segundo indutor acoplado, apesar de implicar maiores perdas de razão cíclica.

<sup>4</sup> Neste capítulo, todas as formas de onda de corrente serão medidas por meio de sondas de *Rogowski*, apresentando valores médios nulos.

Tabela 5.11 – Parâmetros do indutor acoplado sem *interleaving*.

Núcleo	E55/28/21 – N87
Primário	9 x 982/AWG41
Secundário	64 x 86/AWG41
$n$	7,09
$L_m$	55,55 $\mu$ H
$L_k$	0,75 $\mu$ H

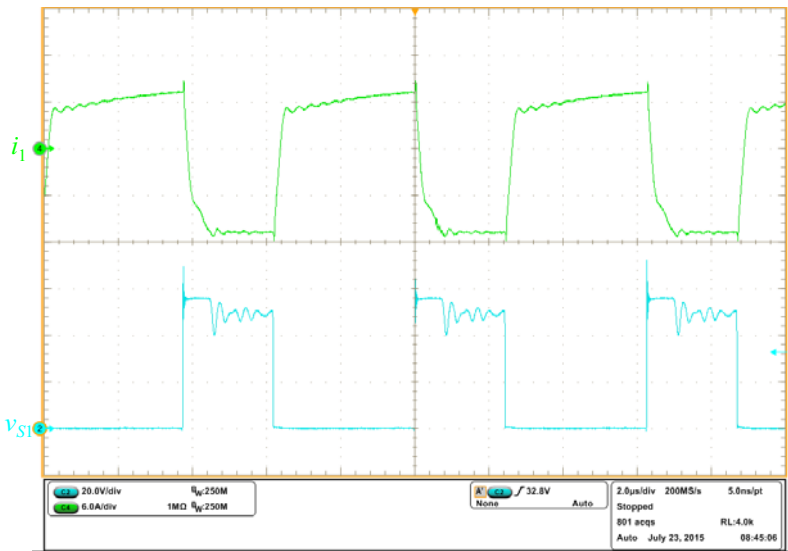


Figura 5.15 – Corrente no enrolamento primário e tensão no interruptor  $S_1$  utilizando o indutor acoplado sem *interleaving*.

5.5.1 Ensaios de rendimento

Antes de dar início aos ensaios de rendimento considerou-se importante recalcular o rendimento teórico proveniente do modelo de perdas empregado. A justificativa advém do fato de as perdas nos capacitores não terem sido consideradas durante a otimização. Além disso, outros parâmetros utilizados na otimização são diferentes dos obtidos na prática, como a tensão  $V_{gs}$  (12 V  $\rightarrow$  11,4 V) e a resistência de gate  $R_{ge}$  (*sink*) (0  $\Omega \rightarrow$  0,1  $\Omega$ ). A Figura 5.16 ilustra o rendimento  $\eta$  obtido na otimização e o rendimento  $\eta'$  recalculado. As perdas em cada componente podem ser observadas na Figura 5.17, de acordo com o

modelo de perdas utilizado.

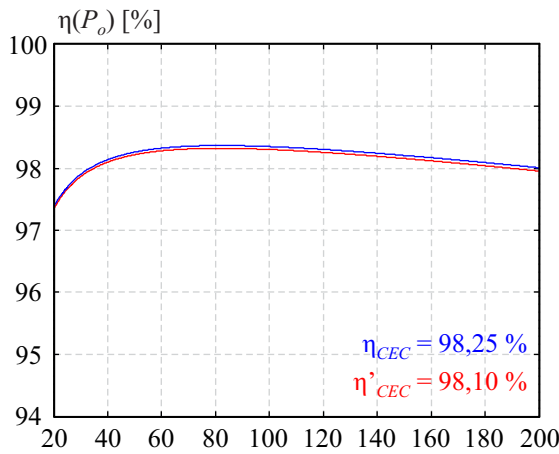


Figura 5.16 – Rendimento otimizado  $\eta$  e rendimento recalculado  $\eta'$ .

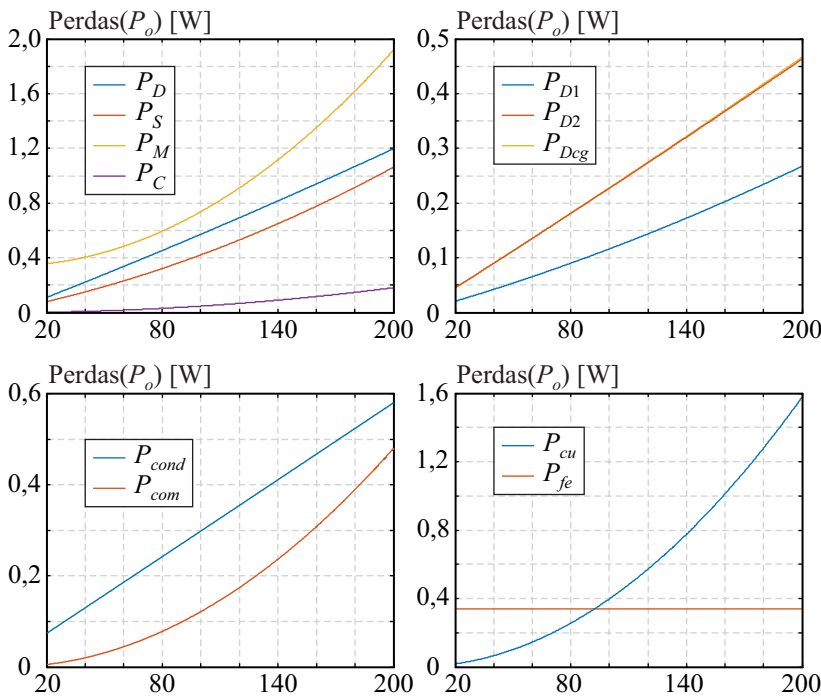


Figura 5.17 – Perdas nos componentes de acordo o modelo teórico.

O ensaio de rendimento foi realizado com o analisador de potência WT500 para as potências utilizadas no cálculo de  $\eta_{CEC}$ , ou seja, 10%, 20%, 30%, 50%, 75% e 100% da potência nominal. Os resultados de rendimento obtidos experimentalmente podem ser observados na Figura 5.18, juntamente com o rendimento teórico. Posto que o conversor não operará apenas com  $V_i = 20$  V, a Figura 5.19 apresenta o ensaio de rendimento para outros valores de tensão de entrada.

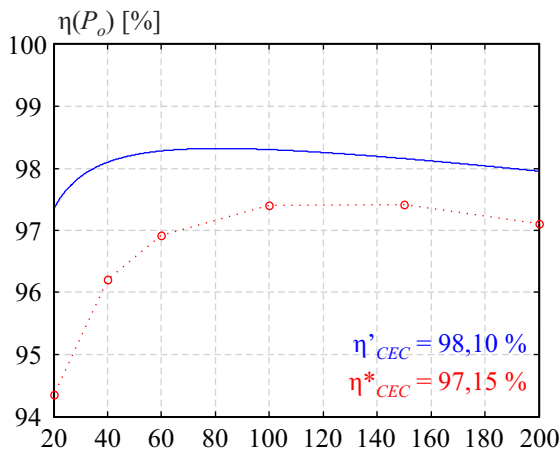


Figura 5.18 – Rendimentos teórico  $\eta'$  e experimental  $\eta^*$  para  $V_i = 20$  V.

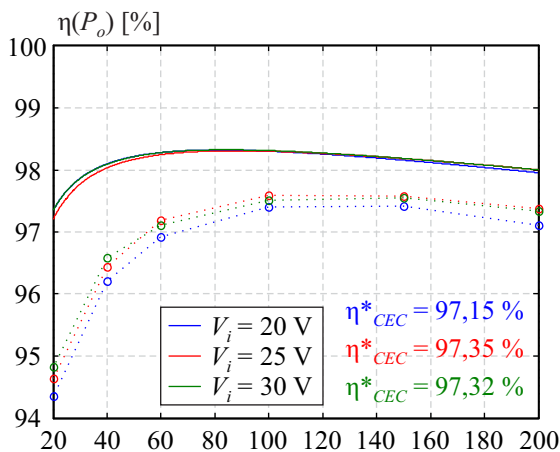


Figura 5.19 – Rendimentos teórico  $\eta'$  e experimental  $\eta^*$  para diferentes tensões de entrada.

Por intermédio da Figura 5.18, nota-se uma diferença considerável entre o modelo de perdas e os resultados experimentais. Desse modo, a fim de tentar encontrar algum indício do erro apresentado pelo modelo de perdas, realizou-se o ensaio de rendimento para uma frequência de comutação diferente. Destarte, a Figura 5.20 apresenta os rendimentos teóricos e experimentais para o conversor operando com 100 kHz.

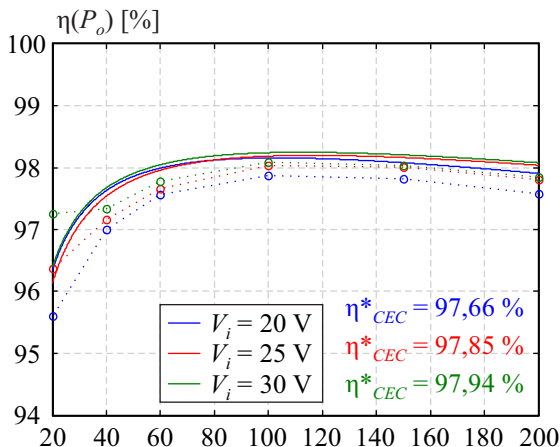


Figura 5.20 – Rendimentos teórico  $\eta$  e experimental  $\eta^*$  para diferentes tensões de entrada com frequência de comutação de 100 kHz.

Mediante a Figura 5.20, constata-se que, para 100 kHz, o rendimento teórico proveniente do modelo de perdas assemelha-se muito mais aos resultados experimentais, em comparação aos observados na Figura 5.19, para 160 kHz. Além do mais, conforme é evidenciado na Figura 5.21, a eficiência do conversor operando a 100 kHz mostrou-se bastante superior que a 160 kHz, discordando do modelo de perdas utilizado na otimização.

A Figura 5.22 apresenta uma comparação das perdas a 100 e 160 kHz, considerando o modelo empregado. Por meio dela, observa-se que as perdas nos diodos e nos capacitores praticamente não são afetadas pela alteração na frequência de comutação. Em contrapartida, as perdas no interruptor são maiores para 160 kHz e as perdas no indutor acoplado são maiores para 100 kHz.



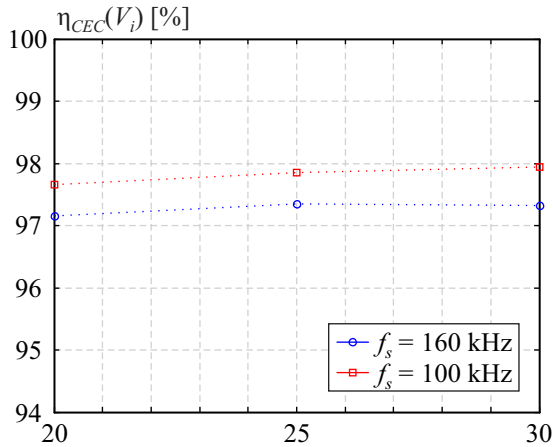


Figura 5.21 – Rendimentos  $\eta_{CEC}$  para diferentes tensões de entrada nas frequências de comutação de 160 e 100 kHz.

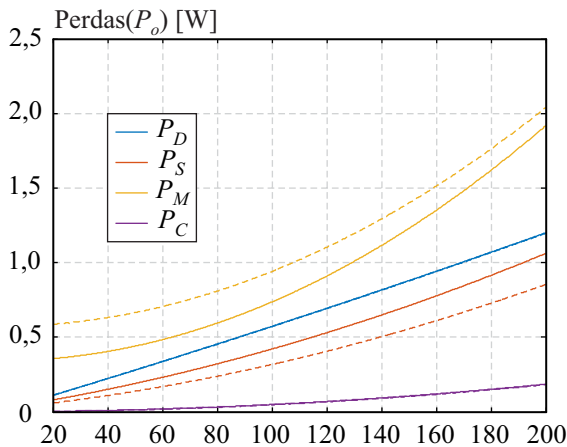


Figura 5.22 – Perdas teóricas para 100 kHz (tracejado) e 160 kHz (contínuo) para  $V_i = 20$  V.

Para tentar verificar se o mesmo ocorre na prática, decidiu-se realizar um ensaio térmico do conversor operando a 100 e 160 kHz. A Figura 5.23 ilustra o ensaio térmico realizado, enquanto a Tabela 5.12 apresenta os resultados obtidos com tensão de entrada de 20 V e potência de saída de 150 W.

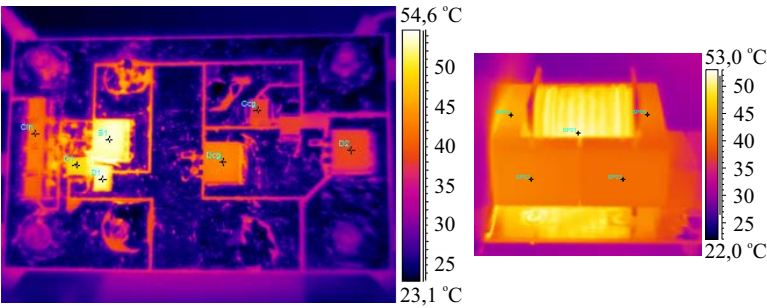


Figura 5.23 – Fotografia do ensaio térmico para 100 kHz.

Tabela 5.12 – Resultados oriundos do ensaio térmico para 150 W e temperatura ambiente de 23,7 °C.

Componentes	Temp. ( $f_s = 100$ kHz)	Temp. ( $f_s = 160$ kHz)
$C_i$	42,0 °C	45,8 °C
$S_1$	53,7 °C	61,1 °C
$D_1$	53,2 °C	59,8 °C
$C_1$	49,0 °C	54,6 °C
$D_{cg}$	43,4 °C	46,3 °C
$C_{cg}$	38,3 °C	41,0 °C
$D_2$	38,9 °C	40,6 °C
Enrolamento	51,2 °C	56,3 °C
Núcleo	40,6 °C	43,2 °C

Verifica-se, por meio da Tabela 5.12, que todos os componentes apresentam elevação de temperatura com o aumento da frequência. No entanto, pelo fato de alguns componentes estarem muito próximos, sabe-se que há grande transferência de calor por condução e por convecção, exigindo certa reflexão para evitar julgamentos precipitados.

Iniciando pelo interruptor  $S_1$ , de fato, esperava-se que a temperatura de operação em 160 kHz seria superior à encontrada em 100 kHz, de acordo com os resultados do modelo, ilustrados na Figura 5.22. Estimando a resistência térmica ao dividir a variação de temperatura pela perda teórica, observa-se que, para ambas as frequências de comutação, obtêm-se valores na ordem de 53 °C/W. O fato de as resistências térmicas serem parecidas não prova que o modelo de perdas esteja adequado, no entanto, representa um bom indício de que o modelo de perdas do interruptor não é o responsável pela

diferença de rendimento verificada. Ressalta-se que essa interpretação só pôde ser realizada devido ao interruptor ser o componente de maior temperatura no conversor, sendo pouco provável que esteja recebendo calor dos componentes próximos a ele. Ademais, a comutação suave na entrada em condução, que poderia ser responsável pela diferença entre o modelo teórico e os resultados experimentais, é comprovada por meio do resultado experimental da Figura 5.24.

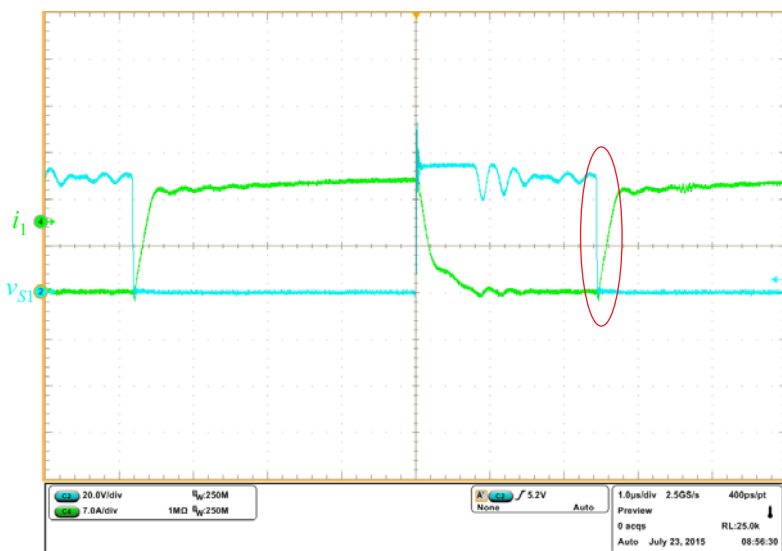


Figura 5.24 – Demonstração da comutação suave *ZVS* na entrada em condução para  $f_s = 160$  kHz.

Segundo o modelo de perdas, o indutor acoplado deveria apresentar perdas inferiores para 160 kHz em comparação com a operação a 100 kHz, entretanto, o aumento de temperatura em 160 kHz mostrou-se superior ao obtido em 100 kHz. Adicionalmente, o fato de o indutor acoplado ser o componente de maior massa no conversor sugere que é improvável que seu aumento de temperatura seja gravemente influenciado pelo aumento de temperatura nos demais componentes. Desse modo, o ensaio térmico indica claramente um problema no modelo de perdas empregado.

A ponto de ilustração, segundo o fabricante do núcleo utilizado, sua resistência térmica típica é 11 °C/W. Considerando a elevação de

temperatura no núcleo, têm-se as perdas no indutor acoplado como sendo 1,53 W para 100 kHz e 1,77 W para 160 kHz, enquanto, de acordo com o modelo teórico, as perdas seriam 1,40 W e 1,23 W, respectivamente, implicando uma diferença de 0,13 W para 100 kHz e 0,54 W para 160 kHz. Além do mais, conforme verificado, a área da janela do núcleo não é completamente aproveitada, indicando que, provavelmente, a resistência térmica seja menor que a apresentada pelo fabricante.

O modelo de perdas do indutor acoplado foi dividido em perdas nos enrolamentos e perdas no núcleo. As perdas nos enrolamentos são dependentes de suas correntes e das resistências cc e ca. Conforme demonstrado na Figura 5.25 e na Figura 5.26, as correntes  $i_1$  e  $i_2$ , salvo alguns efeitos não modelados, são condizentes com as formas de onda apresentadas no capítulo 3 e utilizadas para o cálculo teórico.

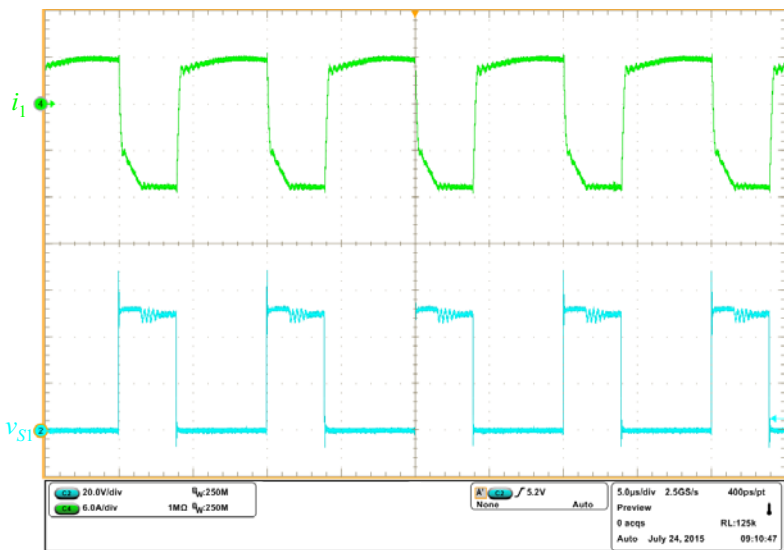


Figura 5.25 – Corrente no enrolamento primário e tensão no interruptor  $S_1$ .

As resistências cc dos enrolamentos são maiores que a expressa por (5.24), visto que, devido à torção, os comprimentos dos fios de cobre individuais são maiores que os comprimentos dos fios de *Litz*. Na otimização, considerou-se um aumento de 5% (proposto por [56]) nas resistências cc em consequência desse efeito. Na prática, esse aumento

pode ser um pouco superior aos 5% considerado, contudo, acredita-se que essa disparidade não deva ser a grande responsável pela diferença observada entre o cálculo teórico e os resultados experimentais, apesar de poder contribuir.

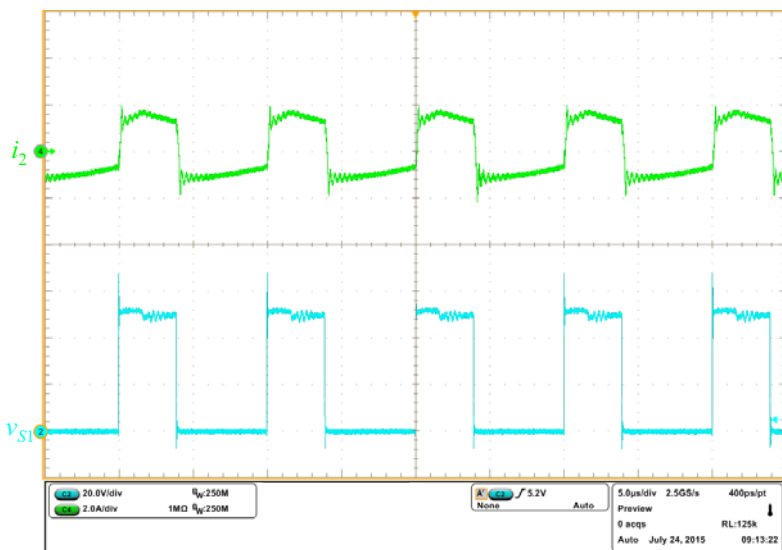


Figura 5.26 – Corrente no enrolamento secundário e tensão no interruptor  $S_1$ .

Por fim, os cálculos das resistências ca podem ser pouco precisos por dois principais motivos. O primeiro deles corresponde à presença do entreferro no indutor acoplado. Devido ao espriamento, esse entreferro provoca campo magnético intenso nos condutores próximos a ele, aumentando as perdas por efeito de proximidade. Conforme exposto no modelo de perdas, utilizou-se um fator de correção de campo para tentar considerar essas perdas, entretanto, tal fator é extremamente sensível à distância entre o entreferro e o enrolamento [56], podendo levar a erros consideráveis.

O segundo motivo corresponde a efeitos não modelados no cálculo de perdas utilizado. De acordo com [62], [66], [72] e [73], o efeito pelicular e o efeito de proximidade, em fios de *Litz*, podem ser divididos em efeitos ocasionados nos condutores de cobre individuais (*strand-level effects*) e nos diferentes níveis de agrupamentos de condutores (*bundle-level effects*). No modelo empregado, os efeitos

*bundle-level* não são considerados, apenas os efeitos *strand-level*.

Os efeitos *bundle-level* são extremamente dependentes da maneira em que o fio de *Litz* é construído. Segundo [72] e [73], o efeito pelicular *bundle-level* pode se tornar desprezível a partir de técnicas que transpõem os fios de cobre individuais em diferentes posições radiais ao longo do fio de *Litz*. A técnica principalmente empregada para esse fim é a construção multinível: inicialmente  $n_{b1}$  fios de cobre são torcidos, formando um feixe primário; na sequência  $n_{b2}$  feixes primários são torcidos, constituindo um feixe secundário; e assim por diante, até a obtenção do número total de fios de cobre individuais considerado no projeto.

Um método para evitar o efeito pelicular *bundle-level* é garantir que, em cada nível, não mais que cinco fios ou feixes sejam juntamente torcidos, uma vez que o agrupamento de cinco ou menos não apresenta fios ou feixes no centro [72]. Na realidade, a perda por efeito pelicular *bundle-level* não é significativa até que o diâmetro do feixe seja duas vezes a profundidade de penetração  $\delta$ . Baseado nessa premissa, em [72] é proposta uma estimativa do número máximo de fios de cobre no primeiro nível para que as perdas sejam desprezíveis:

$$n_{b1,m\acute{a}x} = 4 \frac{\delta^2}{d_{cu}^2} . \quad (5.41)$$

No indutor acoplado confeccionado, os fios de *Litz* utilizados foram construídos, provavelmente, com base na experiência do fabricante, não obedecendo nenhum critério específico para a redução de perdas ocasionadas por efeitos *bundle-level*. No enrolamento primário foram utilizados  $n_{b1} = 21 \sim 22$ ,  $n_{b2} = 9$  e  $n_{b3} = 5$ , enquanto no enrolamento secundário,  $n_{b1} = 17 \sim 18$  e  $n_{b2} = 5$ . A partir de (5.41), têm-se que os números máximos de fios para 160 e 100 kHz são, respectivamente, 29 e 45, ou seja, para ambos os casos,  $n_{b1} < n_{b1,m\acute{a}x}$ , indicando que a perda por efeito pelicular *bundle-level* no primeiro nível de construção é desprezível. No entanto, verifica-se que  $n_{b2} > 5$ , implicando a presença de feixes no centro do segundo nível do enrolamento primário, podendo ocasionar perdas consideráveis por efeito pelicular *bundle-level*. Nos últimos níveis de cada enrolamento, observa-se que o número de feixes é adequado, gerando perdas desprezíveis. É importante ressaltar que quanto maior o nível, piores são as perdas por efeito pelicular *bundle-*

level, caso seja utilizado  $n_{bn} > 5$  [72], [73].

O efeito de proximidade *bundle-level* pode ser ínfimo caso seja realizada uma torção adequada. Para isso, basta que o passo de torção – comprimento da hélice formada pela torção – seja pequeno comparado com o comprimento total do fio. De acordo com [73], basicamente quando o comprimento do fio *Litz* é grande comparado com seu diâmetro, não é necessário preocupação com o passo de torção, entretanto, quando o comprimento do fio *Litz* é pequeno comparado com seu diâmetro, o passo de torção torna-se crítico. Esse critério é tipicamente correlacionado com o número de espiras: quão maior o número de espiras, menores são o comprimento e o diâmetro do condutor. Resultados apresentados em [73], para um caso semelhante ao do enrolamento primário do indutor acoplado, mostram que, proporcionalmente, as perdas por efeito de proximidade *bundle-level* podem ser significativas. Em contrapartida, as perdas por efeito de proximidade *bundle-level* no enrolamento secundário tendem a ser insignificantes.

No caso do cálculo de perdas no núcleo, consideraram-se coeficientes de *Steinmetz* fixos. Visto que tais coeficientes são dependentes da temperatura, frequência e indução magnética, diferenças entre os cálculos teóricos e os resultados experimentais são esperadas. Ao recalcular as perdas considerando coeficientes de *Steinmetz* mais adequados para os devidos pontos de operação, verificaram-se erros relativos que podem ser considerados razoáveis, entretanto, os erros absolutos mostraram-se irrisórios frente à diferença de perdas totais obtida entre resultados teóricos e experimentais, sendo este, portanto, responsável apenas por uma pequena parcela do erro apresentado.

Ademais, o fato de o aumento de temperatura nos diodos e nos capacitores ser maior para 160 kHz do que para 100 kHz é justificado pela troca de calor entre os componentes, posto que, segundo o modelo teórico, suas perdas são pouco influenciadas pela frequência de comutação. Nos capacitores  $C_i$  e  $C_1$  e no diodo  $D_1$  atribui-se a diferença de aumento de temperatura entre as duas frequências, em maior importância, à troca de calor com o interruptor  $S_1$ . No caso do capacitor  $C_{cg}$  e dos diodos  $D_{cg}$  e  $D_2$  credita-se à troca de calor com o indutor acoplado. Tal justificativa pode ser verificada pela diferença de temperatura nos diodos  $D_{cg}$  e  $D_2$ , que deviam dissipar perdas parecidas.

Por o diodo  $D_{cg}$  estar logo abaixo do indutor acoplado, sua temperatura torna-se superior a do diodo  $D_2$  que está nas proximidades do indutor acoplado.

Portanto, por intermédio da análise realizada para o ensaio térmico do conversor operando com diferentes frequências de comutação, conclui-se que, provavelmente, as perdas nos enrolamentos são responsáveis pelas perdas adicionais desconsideradas no modelo teórico. O fato de essas perdas adicionais nos enrolamentos serem resultados de efeitos ocasionados predominantemente em alta frequência justifica o maior rendimento observado para 100 kHz. Ademais, ressalta-se que, logicamente, todos os demais componentes podem contribuir, em menor grau, para esse aumento, conforme verificado para as perdas no núcleo.

Para resolver o problema relacionado à precisão do modelo propõem-se algumas soluções. A primeira solução seria a mudança para um modelo mais preciso que considerasse os efeitos construtivos nas perdas dos enrolamentos, aparentemente [73] é o único modelo proposto na literatura. Outra opção seria a realização de outra configuração multinível no enrolamento primário, evitando que  $n_{b2}$  e os demais níveis sejam maiores que cinco. Nesse caso, as perdas por efeito pelicular *bundle-level* seriam ínfimas, não prejudicando a precisão do modelo já utilizado, entretanto, as perdas por efeito de proximidade *bundle-level* no enrolamento primário continuariam existindo, devido ao número reduzido de espiras. Uma solução para evitar esse tipo de perda seria a utilização folhas de cobre no enrolamento primário. Quanto às perdas causadas pelo campo magnético do entreferro, sugere-se que o enrolamento se afaste do mesmo (nesse projeto poderia-se aproveitar o fato de o fator de ocupação da janela do núcleo ser baixo), ou, então, que se utilize algum modelo mais adequado.

Além de tudo, outro ponto importante é que, apesar de a indutância magnetizante ter sido projetada pelo produto entre  $k_m$  (aproximadamente 1,5 para a otimização considerada) e a indutância crítica para operação em MCC para 10% da potência nominal, na prática, o conversor *Boost* com célula de ganho III- $A_0B_1$  operou em MCD para 10%, 20% e 30% da potência nominal, para ambas as frequências de comutação. Dessa forma, o modelo de perdas para esses pontos de operação é naturalmente inadequado. O fato de o conversor



não ter operado no modo de condução projetado é justificável, pois o modo de condução crítica foi analisado considerando componentes ideais e desprezando o efeito da indutância de dispersão.

Por fim, embora haja diferença entre o modelo de perdas e os resultados experimentais, o conversor *Boost* com célula de ganho operou de forma adequada e apresentou rendimentos elevados, com eficiências ponderadas médias de 97,27% e 97,82%, chegando a rendimentos máximos de 97,6% e 98,1%, respectivamente, para 160 e 100 kHz. Logo, pode-se finalizar o exemplo de projeto realizando o rastreamento de máxima potência do módulo fotovoltaico presente no sistema da Figura 5.1.

### 5.5.2 MPPT

Em [53] é proposto um novo método de *MPPT* baseado na estimação da temperatura por meio da medição da tensão de circuito aberto nos terminais do módulo fotovoltaico. Tal método substitui o sensor de temperatura utilizado em [51] e [52] por um sensor de tensão.

Analisando (5.2), observa-se que a tensão de circuito aberto é diretamente dependente da temperatura do módulo, consequentemente, pode ser estimada pela medição da tensão  $V_{ca}$ :

$$T(V_{ca}) = T^{STC} + \frac{V_{ca} - V_{ca}^{STC}}{\mu_{V_{ca}}} . \quad (5.42)$$

De posse da temperatura, pode-se então encontrar a tensão de máxima potência por intermédio de (5.1), que, ao receber (5.42) origina:

$$V_{mp}(V_{ca}) = V_{mp}^{STC} + (V_{ca} - V_{ca}^{STC}) \frac{\mu_{V_{mp}}}{\mu_{V_{ca}}} \quad (5.43)$$

No método apresentado em [53], a tensão de máxima potência é utilizada para encontrar a razão cíclica diretamente pela função de ganho estático do conversor:

$$\frac{V_{bus}}{V_{mp}} = M(D) . \quad (5.44)$$

Devido a esse fato, o método possui alguns problemas. De

maneira geral, o ganho estático de um conversor é dependente do rendimento. Como o rendimento não é constante, mesmo quando a equação é corrigida, existirão erros no rastreamento. Uma forma interessante de minimizar esse problema se dá por meio da eficiência  $\eta_{CEC}$ :

$$\eta_{CEC} \frac{V_{bus}}{V_{mp}} = M(D). \quad (5.45)$$

Essa solução pode ser interessante para alguns conversores. No entanto, foi averiguado que, para o conversor *Boost* com célula de ganho, a indutância de dispersão proporciona perda de razão cíclica no ganho estático do conversor e, por conseguinte, é necessário considerar esse efeito no ganho estático. Haja vista que a perda de razão cíclica só foi analisada de forma aproximada, o método de *MPPT* proposto em [53] pode ser gravemente afetado. Para resolver esse problema, em vez de utilizar o ganho estático, pode-se efetuar o controle em malha fechada ao calcular a tensão de referência  $V_{mp}^*$  por (5.43).

Neste trabalho, o rastreamento de máxima potência do módulo fotovoltaico presente no sistema da Figura 5.1 foi realizado conforme a Figura 5.27, utilizando a abordagem supracitada.

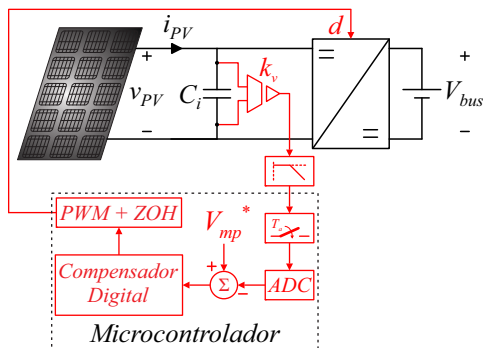


Figura 5.27 – Sistema fotovoltaico com malha para controle da tensão no módulo.

Para o sensor de tensão utilizou-se um divisor resistivo com ganho 1/11. O filtro passa-baixas (FPB) consiste em um filtro *Sallen-Key* de segunda ordem com frequência de corte em 1 kHz e fator de qualidade igual a 0,5. No caso do microcontrolador, empregou-se um

dsPIC33EP64MC502 operando com frequência de *clock* máxima de 146,8 MHz, com *ADC* (*analog-to-digital converter*) interno de 10 bits e frequência de amostragem de 10 kHz.

Partindo do esquema apresentado na Figura 5.27, é possível migrar para a representação por diagrama de blocos equivalente contínuo ilustrada na Figura 5.28.

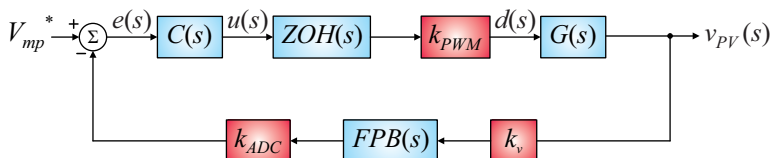


Figura 5.28 – Diagrama de blocos equivalente contínuo para controle digital da tensão no módulo.

A resposta em frequência da função de transferência  $G(s)$  foi obtida por simulação mediante o uso do bloco *AC Sweep*, presente no *software PSIM*. Assim, por meio da análise gráfica do diagrama de *Bode*, oriundo da simulação do modelo comutado do conversor, inferiu-se sua função de transferência aproximada, validada na Figura 5.29. As funções de transferência dos demais blocos da Figura 5.28 podem ser encontradas no Apêndice H.

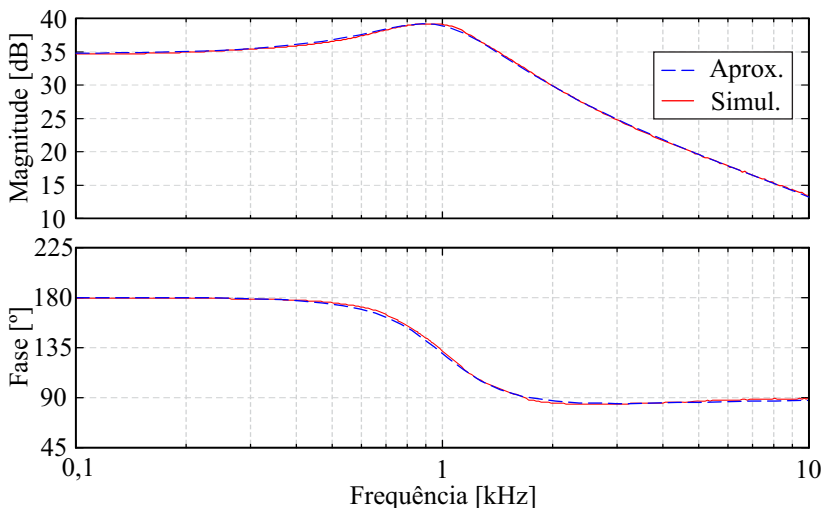


Figura 5.29 – Diagramas de *Bode* da função de transferência  $G(s)$ .

Para o projeto do compensador  $C(s)$  utilizou-se o método de resposta em frequência, cuja análise inicia-se com a determinação da função de transferência de laço aberto não compensado  $FTLA_{NC}(s)$ , obtida a partir da Figura 5.28 e expressa por (5.46).

$$FTLA_{NC}(s) = k_v \cdot FPB(s) \cdot k_{ACD} \cdot ZOH(s) \cdot k_{PWM} \cdot G(s) \quad (5.46)$$

Mediante (5.46), detalhada no Apêndice H, verifica-se que a  $FTLA_{NC}(s)$  não apresenta polos na origem, portanto, para que seja obtido erro nulo à entrada em degrau, a estrutura do compensador deve realizar a integração do sinal de erro. Dessa forma, optou-se pelo uso de um compensador proporcional-integral (PI), descrito por:

$$C(s) = \frac{k_c (s + \omega_z)}{s}. \quad (5.47)$$

A definição da estrutura do compensador permite encontrar a função de transferência de laço aberto compensado:

$$FTLA_C(s) = C(s) \cdot FTLA_{NC}(s). \quad (5.48)$$

Assim, utilizando-se a condição de pertinência de módulo e o conceito de margem de fase, em regime permanente senoidal ( $s = j\omega$ ), expressos por (5.49) e (5.50), na devida ordem, encontram-se (5.51) e (5.52), que possibilitam, respectivamente, calcular o ganho  $k_c$  e a frequência  $\omega_z$ .

$$\left| FTLA_C(\omega) \right|_{\omega=\omega_c} = 1 \quad (5.49)$$

$$M_\phi = 180^\circ + \angle FTLA_C(\omega) \Big|_{\omega=\omega_c} \quad (5.50)$$

$$k_c = \frac{\omega_c}{\left| FTLA_{NC}(\omega_c) \right| \sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}} \quad (5.51)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(M_\phi - 90^\circ - \angle FTLA_{NC}(\omega_c))} \quad (5.52)$$

A determinação dos parâmetros do compensador foi realizada

alocando-se a margem de fase em  $M_\phi = 60^\circ$  e a frequência de cruzamento em  $\omega_c = 10,05$  krad/s (1,6 kHz), assim, de acordo com os procedimentos detalhados no Apêndice H, obtiveram-se  $k_c = 1,518$  e  $\omega_z = 3,79$  krad/s.

A equação recursiva, para implementação digital do compensador, foi obtida aplicando-se a Transformação Bilinear, expressa por (5.53), cuja substituição em (5.47), resulta em (5.54), sendo  $T_a$  o período de amostragem,  $u$  o sinal de controle (saída do compensador) e  $e$  o sinal de erro (entrada do compensador), conforme evidenciado na Figura 5.28.

$$s = \frac{2}{T_a} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (5.53)$$

$$u(k) = u(k-1) + k_c \left[ \left( \frac{\omega_z T_a}{2} - 1 \right) e(k) - \left( \frac{\omega_z T_a}{2} + 1 \right) e(k-1) \right] \quad (5.54)$$

Maiores detalhes referentes ao projeto do compensador, incluindo a planilha com cálculos numéricos, podem ser encontrados no Apêndice H. Ademais, com o projeto do compensador estabelecido, é importante determinar a forma como o *MPPT* será realizado no microcontrolador, uma vez que é necessário que os terminais do módulo sejam abertos para que a tensão de referência seja atualizada. A Figura 5.30 apresenta o procedimento adotado para a realização do rastreamento da máxima potência do módulo fotovoltaico.

O intervalo de tempo em que o conversor deve permanecer sem transferir energia para que a tensão no módulo alcance a tensão de circuito aberto, essencial para que uma leitura adequada seja realizada, pode ser determinado pelo tempo necessário para que o capacitor de entrada  $C_i$  seja carregado até o valor tensão de circuito aberto. Para a estimação desse tempo, realizou-se uma simulação no *software PSIM* considerando o pior caso teórico de acordo com (5.3) e (5.4), cujo resultado é apresentado na Figura 5.31. Mediante esta, observa-se que  $t_{ca}$  pode ser da ordem de microssegundos, no entanto, para facilitar a visualização durante os experimentos optou-se por utilizar  $t_{ca} = 0,5$  s.

Em virtude de a temperatura na superfície do módulo variar lentamente, as atualizações de  $V_{mp}^*$  podem ser feitas em intervalos longos. No experimento realizado, optou-se por um tempo  $t_{mp} = 60$  s.

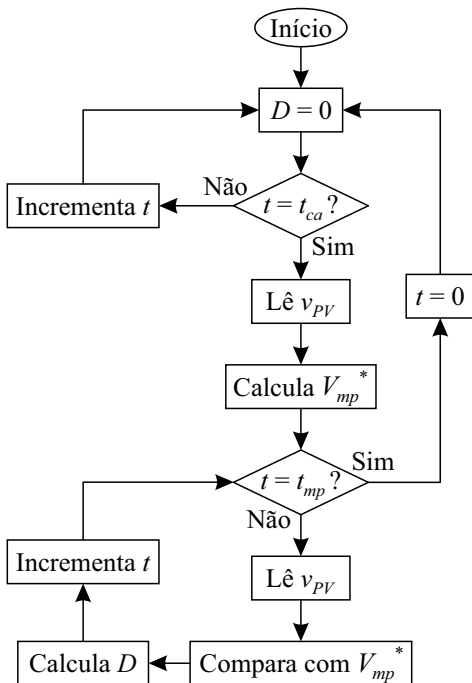


Figura 5.30 – Fluxograma do método de MPPT implementado.

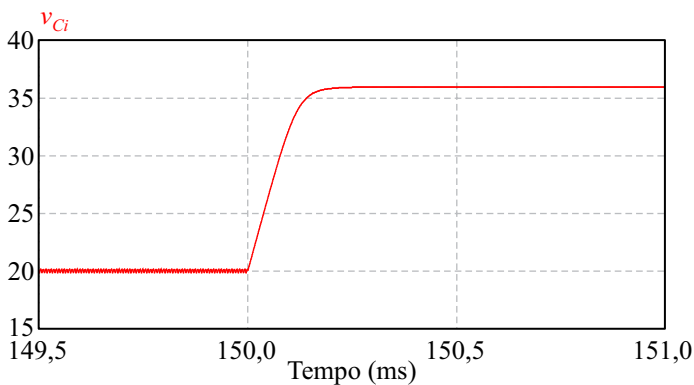


Figura 5.31 – Tensão de carga do capacitor de entrada  $C_i$ .

Nos experimentos, para emular as curvas características do módulo fotovoltaico KC200GT, ilustradas na Figura 5.32, utilizou-se o emulador E4360A, fabricado pela *Agilent* (atual *Keysight*), enquanto o

barramento cc foi regulado por uma fonte chaveada *Tectrol* 800 V/ 2 A. O esquemático completo do protótipo é apresentado no Apêndice I.

A Figura 5.33, a Figura 5.34 e a Figura 5.35 apresentam os resultados experimentais do conversor *Boost* com célula de ganho III- $A_0B_1$  operando com o método de *MPPT* proposto. Na Figura 5.33 são ilustradas três atualizações da tensão de máxima potência de referência com o módulo fotovoltaico operando no *STC*, com irradiância de 1000  $\text{W/m}^2$  e temperatura de 25 °C. Verifica-se que, conforme especificado, o circuito é aberto ao passo de 60 s e durante intervalos de 0,5 s. Nesses intervalos, a corrente no módulo cai a zero e a tensão no módulo vai para o valor de circuito aberto, permitindo que  $V_{mp}^*$  seja atualizada.

Na Figura 5.34 realizou-se um degrau de irradiância de 1000  $\text{W/m}^2$  para 500  $\text{W/m}^2$ , enquanto a temperatura foi mantida constante em 25 °C. Nesse experimento, observa-se que, como a tensão de máxima potência não é dependente da irradiância (ver Figura 5.32 (a)), a tensão de referência de máxima potência não é alterada. Em contrapartida, no experimento da Figura 5.35, efetuou-se um degrau de temperatura de 0 °C para 25 °C, mantendo-se a irradiância em 500  $\text{W/m}^2$ . Nesse caso, nota-se que a corrente no módulo é reduzida assim que a temperatura é alterada. O motivo para tal redução é que a tensão de máxima potência torna-se inferior com o aumento da temperatura (ver Figura 5.32 (b)), implicando redução na corrente do módulo, caso mantenha-se a mesma tensão de referência que para 0 °C. Após nova abertura do circuito,  $V_{mp}^*$  é recalculada e o conversor volta a operar no ponto de máxima potência.

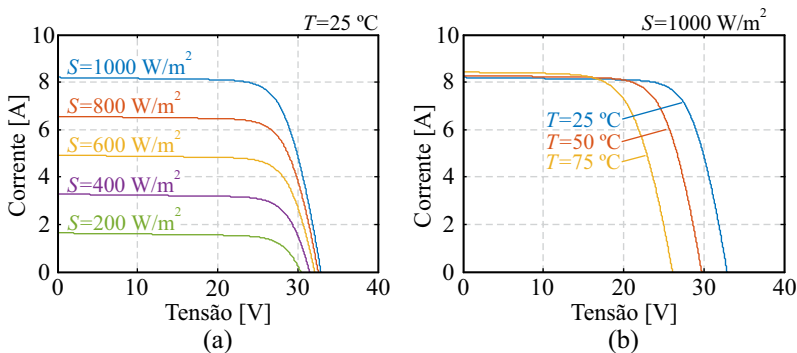
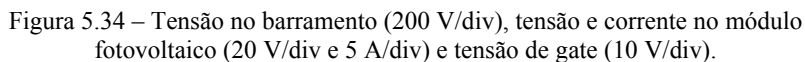
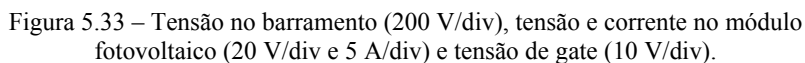


Figura 5.32 – Curva característica I-V sob (a) temperatura constante e (b) irradiação constante.





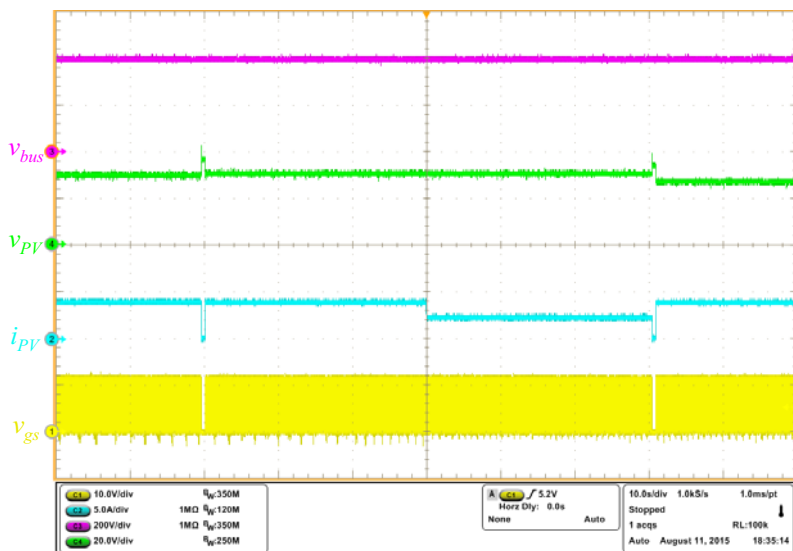


Figura 5.35 – Tensão no barramento (200 V/div), tensão e corrente no módulo fotovoltaico (20 V/div e 5 A/div) e tensão de gate (10 V/div).

Em todos os experimentos realizados, o método de *MPPT* operou de forma excelente e obteve rendimentos superiores a 99%, de acordo com o *software* do emulador fotovoltaico utilizado.

## 5.6 Conclusão

Este capítulo apresentou um exemplo de projeto otimizado voltado à aplicação fotovoltaica que motivou o estudo do conversor *Boost* com célula de ganho. A otimização foi realizada com o intuito de maximizar o rendimento do conversor em toda a faixa de operação do módulo fotovoltaico.

O projeto otimizado foi implementado em um protótipo e apresentou rendimentos elevados ( $> 97\%$ ) para aplicações de baixa potência ( $< 200\text{ W}$ ) e alto ganho estático (10 – 30).

Além disso, apresentou-se um novo método para rastreamento de máxima potência baseado na estimação da temperatura na superfície do módulo. Tal método foi implementado no conversor otimizado, apresentando excelente rendimento ( $> 99\%$ ).



## **CONSIDERAÇÕES FINAIS**

Este trabalho destinou-se ao estudo de conversores cc-cc não-isolados de alto ganho e de alto rendimento. Tal estudo foi motivado pela necessidade de conversores com essas características em sistemas fotovoltaicos, de dois estágios, conectados à rede elétrica comercial, que realizam o rastreamento de máxima potência em cada módulo individualmente, a fim de aumentar a captação de energia. Nesses sistemas, o conversor cc-cc do primeiro estágio precisa adequar a baixa tensão do módulo fotovoltaico à alta tensão requerida pelo conversor cc-ca presente no segundo estágio, justificando a necessidade de conversores com ganho estático elevado. Além do mais, por se tratar de um sistema de dois estágios, é importante que cada estágio apresente alto rendimento.

No capítulo 2, durante o estudo dos conversores presentes na literatura, que apresentam as características supracitadas, observou-se que a maioria é baseada no clássico conversor *Boost*. De maneira geral, verificou-se que essas estruturas são constituídas pelo conversor *Boost* adicionado de alguma técnica para elevação do ganho estático, como, por exemplo, cascadeamento, multiplicação de tensão e/ou acoplamento de indutores. Dentre essas técnicas, a utilização de indutores acoplados juntamente com multiplicadores de tensão mostrou-se a mais eficiente, visto que, em comparação com as demais técnicas, apresenta número reduzido de componentes e possibilidade de diminuição do estresse de tensão nos mesmos, viabilizando a utilização de componentes com melhores figuras de mérito.

No decorrer da revisão bibliográfica do capítulo 2, verificou-se, ainda, que muitos dos conversores presentes na literatura são apenas variações topológicas umas das outras. Nesses casos, os conversores apresentam o mesmo princípio de funcionamento, o mesmo ganho estático e a mesma característica externa, diferenciando-se uns dos outros apenas em alguns atributos, como corrente de entrada e tensões e correntes nos capacitores. Outro ponto observado foi o fato de todos esses conversores possuírem uma mesma estrutura bem definida,

divergindo apenas no circuito que interliga o conversor *Boost* e o filtro de saída. Tal circuito é responsável por propiciar o ganho estático adicional ao ganho do conversor *Boost* clássico e, por isso, foi denominado célula de ganho.

A partir do entendimento dos conceitos de variação topológica e célula de ganho, foi possível analisar o ganho fornecido por qualquer célula de maneira independente e sucinta. Tal análise permitiu verificar que todos os conversores, independente da célula de ganho e da variação topológica utilizada, podem ser representados pelas mesmas equações de ganho estático, tanto em MCC quanto em MCD, caso sejam conhecidos dois índices próprios de cada célula. À vista disso, constatou-se a possibilidade de todos esses conversores serem chamados de conversor *Boost* com célula de ganho.

Considerando que, de maneira geral, conversores operando em modo de condução descontínua apresentam pior eficiência, optou-se por analisar o conversor *Boost* com célula de ganho apenas operando em modo de condução contínua. Assim sendo, no capítulo 3, as etapas de operação, as principais formas de onda e todo o equacionamento dos esforços de tensão e de corrente nos componentes foram descritos detalhadamente, sendo que, novamente, toda a análise e todo o equacionamento mostraram-se válidos para qualquer célula de ganho a partir do conhecimento dos índices anteriormente citados, além da utilização de outros dois. Visto que alguns atributos são diferentes, realizou-se, também, no capítulo 3, um estudo das possíveis variações topológicas do conversor *Boost* com célula de ganho. Esse estudo permitiu examinar as vantagens e desvantagem de cada variação topológica, possibilitando o projetista escolher a mais interessante para a sua aplicação.

Ainda no capítulo 3 foi investigada a influência da indutância de dispersão no ganho estático do conversor *Boost* com célula de ganho, uma vez que o resultado apresentado no capítulo 2 considerava um indutor acoplado ideal. Por meio desta nova análise, verificou-se o efeito de perda de razão cíclica na tensão de saída, assim como o efeito de ganho de razão cíclica na tensão *Boost*, responsável por grampear a tensão no interruptor. Tais efeitos indicam a necessidade de uma indutância de dispersão pequena. Em contrapartida, ao determinar as capacitâncias de alguns dos capacitores presentes no conversor, notou-se

que seus valores são inversamente proporcionais à indutância de dispersão. Portanto, mostrou-se vantajoso o fato de o valor da indutância de dispersão não ser muito reduzido a ponto de implicar altos valores de capacitância.

Por fim, para validar a análise dos esforços, no capítulo 3 foi apresentada uma comparação entre os resultados provenientes das equações e os resultados de simulações.

No capítulo 4 foi introduzida uma metodologia para obtenção das células de ganho. Basicamente, tais células são geradas a partir da conexão de multiplicadores de tensão à montante – entre o conversor *Boost* e o secundário do indutor acoplado – e/ou à jusante – entre o secundário do indutor acoplado e o filtro de saída. Para demonstração da metodologia, foram utilizados os multiplicadores de tensão de *Cockcroft-Walton* e de *Dickson*. Independente do tipo de multiplicador, constatou-se a existência de quatro casos distintos, cujos índices, introduzidos nos capítulos 2 e 3, puderam ser obtidos a partir de equações que consideram apenas o número de pares capacitor-diodo à montante e à jusante. Ademais, verificou-se que a quantidade desses pares deve ser bem determinada, haja vista que podem aumentar custo, volume e perdas, sem apresentar influência no ganho estático do conversor.

Para comprovar a análise estática dos conversores, realizada nos capítulos anteriores, no capítulo 4 foi apresentado um protótipo capaz de operar com diferentes células de ganho, baseando-se na metodologia anteriormente proposta. Mediante esse protótipo, realizou-se uma comparação entre os ganhos teóricos, simulados e experimentais. Tais resultados comprovaram a existência do efeito de perda de razão cíclica e indicaram que conversores com maiores ganhos estáticos são mais afetados por esse efeito. Além disso, aproveitou-se do protótipo para validar as formas de onda em regime permanente apresentadas no capítulo 3.

Na sequência do capítulo 4, foi exposta uma breve extensão do conceito de célula de ganho. Dentre os tópicos abordados, destaca-se a possibilidade de empregar as células de ganho nos demais conversores cc-cc básicos, gerando novos conversores com características distintas e interessantes.

O capítulo 5 foi dedicado a um exemplo de projeto otimizado

para a aplicação fotovoltaica que motivou o estudo dos conversores *Boost* com célula de ganho. Para a realização da otimização, um modelo de perdas foi desenvolvido baseado em métodos propostos na literatura. Ademais, a otimização dedicou-se à maximização do rendimento em toda a faixa de operação do módulo fotovoltaico, visto sua grande variação de potência devido à inconstância da temperatura e, principalmente, da irradiância. Enfim, a otimização foi realizada para algumas células de ganho e a que obteve melhores resultados foi selecionada para ser implementada em um protótipo.

Com o objetivo de averiguar a eficácia do modelo de perdas utilizado na otimização, realizou-se um ensaio de rendimento no protótipo desenvolvido. Mediante tal ensaio, notou-se uma discrepância significativa entre o modelo teórico e os resultados experimentais. A fim de encontrar algum indício do erro presente no modelo de perdas, optou-se por realizar um ensaio de rendimento complementar para uma frequência de comutação inferior (100 kHz) à obtida por meio da otimização (160 kHz). A partir desse ensaio identificou-se melhora no rendimento e redução da discrepância entre o modelo teórico e os resultados experimentais. Assim, com ajuda de ensaios térmicos realizados para ambas as frequências de comutação, constatou-se que, plausivelmente, as perdas adicionais exibidas na prática são resultados de efeitos não modelados, em alta frequência, nos enrolamentos do indutor acoplado. Embora tenha havido diferença entre o modelo de perdas e os resultados experimentais, o conversor *Boost* com célula de ganho apresentou rendimento elevado para conversores cc-cc de baixa potência e de elevado ganho estático. Quantitativamente, o conversor revelou eficiências ponderadas médias de 97,27% e 97,82% e chegou a rendimentos máximos de 97,6% e 98,1%, respectivamente, para 160 e 100 kHz.

Por fim, um novo método para rastreamento de máxima potência, baseado na estimação da temperatura no módulo fotovoltaico, foi implementado no conversor *Boost* com a célula de ganho resultante da otimização. O método em questão apresentou excelente comportamento estático e dinâmico, com rendimentos acima de 99%.

## 6.1 Trabalhos futuros:

Como propostas de continuidade do trabalho, destacam-se:

- Análise do conversor *Boost* com célula de ganho em modo de condução descontínua;
- Análise dinâmica do conversor *Boost* com célula de ganho;
- Análise do conversor *Boost* com célula de ganho operando de maneira ressonante;
- Análise das células de ganho em outros conversores cc-cc clássicos;
- Modelo de perdas melhorado;
- Otimização com a função objetivo considerando o volume do indutor acoplado;
- Otimização considerando o custo dos componentes;
- Estudo do algoritmo de otimização mais adequado;
- Análise detalhada do novo método de *MPPT*.





## REFERÊNCIAS

- [1] Wuhua Li and Xiangning He, "Review of Nonisolated High-Step-Up DC/DC Converters in Photovoltaic Grid-Connected Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 4, pp. 1239,1250, April 2011.
- [2] M. Kasper, D. Bortis, and J. W. Kolar, "Classification and Comparative Evaluation of PV Panel-Integrated DC-DC Converter Concepts," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2511,2526, May 2014.
- [3] Huimin Zhou, Junjian Zhao, and Yehui Han, "PV Balancers: Concept, Architectures, and Realization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 7, pp. 3479,3487, July 2015.
- [4] S. Essakiappan, P. Enjeti, R.S. Balog, and S. Ahmed, "Analysis and mitigation of common mode voltages in photovoltaic power systems," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, pp. 28,35, 17-22 Sept. 2011.
- [5] S. Harb, M. Kedia, Haiyu Zhang, and R. S. Balog, "Microinverter and string inverter grid-connected photovoltaic system - A comprehensive study," *2013 IEEE 39th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC)*, pp. 2885,2890, 16-21 June 2013.
- [6] Rong-Jong Wai, Wen-Hung Wang, and Chung-You Lin, "High-Performance Stand-Alone Photovoltaic Generation System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, no. 1, pp. 240,250, Jan. 2008.
- [7] S. V. Araujo, R. P. Torrico-Bascope, and G. V. Torrico-Bascope, "Highly Efficient High Step-Up Converter for Fuel-Cell Power Processing Based on Three-State Commutation Cell," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 1987,1997, June 2010.
- [8] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters*. New York: Wiley, 1995.
- [9] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of Power Electronics*. Norwell, MA: Kluwer, 2001.
- [10] Tsai-Fu Wu and Te-Hung Yu, "Unified approach to developing single-stage power converters," *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 34, no. 1, pp. 211,223, Jan 1998.
- [11] F.L. Luo and H. Ye, "Positive output cascade boost converters," *IEE*

- Proceedings Electric Power Applications*, vol. 151, no. 5, pp. 590,606, Sept. 2004.
- [12] Y.R. de Novaes, A. Rufer, and I. Barbi, "A New Quadratic, Three-Level, DC/DC Converter Suitable for Fuel Cell Applications," *PCC '07 Power Conversion Conference - Nagoya*, pp. 601,607, 2-5 April 2007.
- [13] M. Prudente, L. L. Pfitscher, G. Emmendoerfer, E. F. Romaneli, and R. Gules, "Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 871,887, March 2008.
- [14] Fang Lin Luo and Hong Ye, "Positive output super-lift converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 105,113, Jan 2003.
- [15] Y. Berkovich, A. Shenkman, B. Axelrod, and G. Golan, "Structures of transformerless step-up and step-down controlled rectifiers," *IET Power Electronics*, vol. 1, no. 2, pp. 245,254, June 2008.
- [16] E. H. Ismail, M. A. Al-Saffar, A. J. Sabzali, and A. A. Fardoun, "A Family of Single-Switch PWM Converters With High Step-Up Conversion Ratio," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 55, no. 4, pp. 1159,1171, May 2008.
- [17] Qun Zhao, Fengfeng Tao, Yongxuan Hu, and F. C. Lee, "Active-clamp DC/DC converters using magnetic switches," *APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001.*, pp. 946,952, 2001.
- [18] Qun Zhao and F. C. Lee, "High-efficiency, high step-up DC-DC converters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 1, pp. 65,73, Jan 2003.
- [19] K. C. Tseng and T. J. Liang, "Novel high-efficiency step-up converter," *IEE Proceedings Electric Power Applications*, vol. 151, no. 2, pp. 182,190, Mar 2004.
- [20] Shih-Ming Chen, Tsorng-Juu Liang, Lung-Sheng Yang, and Jiann-Fuh Chen, "A Cascaded High Step-Up DC-DC Converter With Single Switch for Microsource Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1146,1153, April 2011.
- [21] Mao-Sheng Lin, Lung-Sheng Yang, and Tsorng-Juu Liang, "Study and implementation of a single switch cascading high step-up DC-DC converter," *2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, pp. 2565,2572, May 30 - June 3 2011.

- 
- [22] Ju-Won Baek, Myung-Hyo Ryoo, Tae-Jin Kim, Dong-Wook Yoo, and Jong-Soo Kim, "High boost converter using voltage multiplier," *IECON 2005. 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 567,572, 6-10 Nov. 2005.
- [23] Yi Zhao et al., "High step-up boost converter with coupled inductor and switched capacitor," *5th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2010)*, pp. 1,6, 19-21 April 2010.
- [24] Yi-Ping Hsieh, Jiann-Fuh Chen, Tsorng-Juu Liang, and Lung-Sheng Yang, "A Novel High Step-Up DC–DC Converter for a Microgrid System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 4, pp. 1127,1136, April 2011.
- [25] Yi-Ping Hsieh, Jiann-Fuh Chen, Tsorng-Juu Liang, and Lung-Sheng Yang, "Novel High Step-Up DC–DC Converter With Coupled-Inductor and Switched-Capacitor Techniques for a Sustainable Energy System," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 12, pp. 3481,3490, Dec. 2011.
- [26] Tsorng-Juu Liang, Shih-Ming Chen, Lung-Sheng Yang, Jiann-Fuh Chen, and A. Ioinovici, "Ultra-Large Gain Step-Up Switched-Capacitor DC-DC Converter With Coupled Inductor for Alternative Sources of Energy," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 59, no. 4, pp. 864,874, April 2012.
- [27] Yi-Ping Hsieh, Jiann-Fuh Chen, Tsorng-Juu Liang, and Lung-Sheng Yang, "Novel High Step-Up DC–DC Converter With Coupled-Inductor and Switched-Capacitor Techniques," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 2, pp. 998,1007, Feb. 2012.
- [28] Yi-Ping Hsieh, Jiann-Fuh Chen, Tsorng-Juu Liang, and Lung-Sheng Yang, "Novel High Step-Up DC–DC Converter for Distributed Generation System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 4, pp. 1473,1482, April 2013.
- [29] Y. Berkovich and B. Axelrod, "High step-up DC-DC converter based on the switched-coupled-inductor boost converter and diode-capacitor multiplier," *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012)*, pp. 1,5, 27-29 March 2012.
- [30] Rong-Jong Wai and Rou-Yong Duan, "High step-up converter with coupled-inductor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 20, no. 5, pp. 1025,1035, Sept. 2005.
- [31] Bin Gu, J. Dominic, Jih Sheng Lai, Zheng Zhao, and Chuang Liu, "High boost ratio hybrid transformer DC-DC converter for photovoltaic module applications," *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE*
-

- Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 598,606, 5-9 Feb. 2012.
- [32] Bin Gu, J. Dominic, Baifeng Chen, Lanhua Zhang, and Jih-Sheng Lai, "Hybrid Transformer ZVS/ZCS DC–DC Converter With Optimized Magnetics and Improved Power Devices Utilization for Photovoltaic Module Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2127,2136, April 2015.
- [33] Shih-Ming Chen, Tsorng-Juu Liang, Lung-Sheng Yang, Jiann-Fuh Chen, and Kai-Cheung Juang, "A quadratic high step-up DC-DC converter with voltage multiplier," *2011 IEEE International Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, pp. 1025,1029, 15-18 May 2011.
- [34] Xuefeng Hu and Chunying Gong, "A High Voltage Gain DC–DC Converter Integrating Coupled-Inductor and Diode–Capacitor Techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 789,800, Feb. 2014.
- [35] R. Gules, W. Meneghette dos Santos, F. A. dos Reis, E. F. Ribeiro Romaneli, and A. A. Badin, "A Modified SEPIC Converter With High Static Gain for Renewable Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 5860,5871, Nov. 2014.
- [36] Yan Deng et al., "Single-Switch High Step-Up Converters With Built-In Transformer Voltage Multiplier Cell," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3557,3567, Aug. 2012.
- [37] Chia-Hua Yeh, Yi-Ping Hsieh, and Jiann-Fuh Chen, "A novel high step-up DC-DC converter with zero DC bias current coupled-inductor for microgrid system," *2013 1st International Future Energy Electronics Conference (IFEEEC)*, pp. 388,394, 3-6 Nov. 2013.
- [38] I. Laird and D. D. -C. Lu, "High Step-Up DC/DC Topology and MPPT Algorithm for Use With a Thermoelectric Generator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3147,3157, July 2013.
- [39] Kuo-Ching Tseng and Chi-Chih Huang, "Ultra high step-up converters with reduced diode stresses sharing," *2013 IEEE International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE)*, pp. 513,516, 25-26 Feb. 2013.
- [40] Rong-Jong Wai, Chung-You Lin, Rou-Yong Duan, and Yung-Ruei Chang, "High-Efficiency DC-DC Converter With High Voltage Gain and Reduced Switch Stress," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 1, pp. 354,364, Feb. 2007.

- 
- [41] Shih-Kuen Changchien, Tsorng-Juu Liang, Jiann-Fuh Chen, and Lung-Sheng Yang, "Novel High Step-Up DC–DC Converter for Fuel Cell Energy Conversion System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 6, pp. 2007,2017, Jun. 2010.
  - [42] Kuo-Ching Tseng, Ming-Han Tsai, and Chia-Yu Chan, "Design of high step-up conversion circuit for fuel cell power supply system," *2013 IEEE International Symposium on Next-Generation Electronics (ISNE)*, pp. 506,509, 5-26 Feb 2013.
  - [43] David M. Van de Sype, K. De Gussemme, B. Renders, Alex P. Van den Bossche, and J. A. Melkebeek, "A single switch boost converter with a high conversion ratio," *APEC 2005. Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005.* , pp. 1581,1587, 6-10 March 2005.
  - [44] A. F. Witulski, "Introduction to modeling of transformers and coupled inductors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 10, no. 3, pp. 349,357, May 1995.
  - [45] Denizar Cruz Martins and Ivo Barbi, *Conversores CC-CC Básicos Não Isolados*, 4th ed. Florianópolis, Brasil: Edição do Autor, 2011.
  - [46] Abraham A. Dauhajre, "Modelling and Estimation of Leakage Phenomena in Magnetic Circuits," California Institute of Technology, Pasadena, California, Tese de Doutorado 1986.
  - [47] W. G. Hurley and W. H. Wölfle., *Transformers and Inductors for Power Electronics*, 1st ed.: John Wiley & Sons Ltd., 2013.
  - [48] J. D. Cockcroft and E. T. S. Walton, "Further developments in the method of obtaining high-velocity positive ions," in *Proc. Roy. Soc.*, vol. 136, pp. 619,630, London, U.K., Feb 1932.
  - [49] J. F. Dickson, "On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique," *IEEE Journal of Solid-State Cir-cuits*, vol. 11, no. 3, pp. 374,378, Jun 1976.
  - [50] Yi-Ping Hsieh, Jiann-Fuh Chen, Lung-Sheng Yang, Chang-Ying Wu, and Wei-Shih Liu, "High-Conversion-Ratio Bidirectional DC–DC Converter With Coupled Inductor," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 210,222, Jan. 2014.
  - [51] R. F. Coelho, F. M. Concer, and D. C. Martins, "A MPPT approach based on temperature measurements applied in PV systems," *2010 IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies (ICSET)*, pp. 1,6, 6-9 Dec 2010.
  - [52] Roberto Francisco Coelho, "Concepção, Análise e Implementação de uma Microrrede Interligada à Rede Elétrica para Alimentação
-

- Ininterrupta de Cargas CC a partir de Fontes Renováveis," Tese de Doutorado, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC 2013.
- [53] Evandro Gabriel Oss-Emmer, "Nova Técnica de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência na Geração Fotovoltaica Aplicada à Recarga de Baterias," Trabalho de Conclusão de Curso, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis-SC 2014.
- [54] Yali Xiong, Shan Sun, Hongwei Jia, P. Shea, and Z. J. Shen, "New Physical Insights on Power MOSFET Switching Losses," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 2, pp. 525,531, Feb 2009.
- [55] C. P. Steinmetz, "On the Law of Hysteresis," *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, vol. IX, pp. 1,64, 1892.
- [56] Alex Van den Bossche and Vencislav Cekov Valchev, *Inductors and Transformers for Power Electronics*, 1st ed.: Taylor & Francis, 2005.
- [57] J. Reinert, A. Brockmeyer, and R. W. A. A. De Doncker, "Calculation of losses in ferro- and ferrimagnetic materials based on the modified Steinmetz equation," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 37, no. 4, pp. 1055,1061, Jul/Aug 2001.
- [58] Jieli Li, T. Abdallah, and C. R. Sullivan, "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms," *Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference*, pp. 2203,2210, Sept. 30 - Oct. 4 2001.
- [59] K. Venkatachalam, C. R. Sullivan, T. Abdallah, and H. Tacca, "Accurate prediction of ferrite core loss with nonsinusoidal waveforms using only Steinmetz parameters," *Proceedings. 2002 IEEE Workshop on Computers in Power Electronics*, pp. 36,41, 3-4 June 2002.
- [60] A. Van den Bossche, V.C. Valchev, and G. B. Georgiev, "Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms," *PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp. 4814,4818, 20-25 June 2004.
- [61] Xi Nan and C. R. Sullivan, "An improved calculation of proximity-effect loss in high-frequency windings of round conductors," *PESC '03. 2003 IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference*, vol. 2, pp. 853,860, 15-19 June 2003.
- [62] R. C. Sullivan, "Optimal choice for number of strands in a litz-wire transformer winding," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 14, no. 2, pp. 283,291, Mar 1999.

- [63] Alberto Reatti and Marian K. Kazimierczuk, "Comparison of Various Methods for Calculating the AC Resistance of Inductors," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 38, no. 3, pp. 1512,1518, May 2002.
- [64] P. L. Dowell, "Effects of eddy currents in transformer windings," *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, no. 8, pp. 1387,1394, August 1966.
- [65] J. A. Ferreira, "Improved analytical modeling of conductive losses in magnetic components," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 9, no. 1, pp. 127,131, Jan 1994.
- [66] J. Muhlethaler, J. W. Kolar, and A. Ecklebe, "Loss modeling of inductive components employed in power electronic systems," *2011 IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, pp. 945,952, May 30 - June 3 2011.
- [67] Juan Manuel Lopera, Miguel Jose Prieto, Juan Días, and Jorge García, "A Mathematical Expression to Determine Copper Losses in Switching-Mode Power Supplies Transforms Including Geometry and Frequency Effects," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 4, pp. 2219,2231, April 2015.
- [68] A. C. Nanakos, E. C. Tatakis, and N. P. Papanikolaou, "A Weighted-Efficiency-Oriented Design Methodology of Flyback Inverter for AC Photovoltaic Modules," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3221,3233, July 2012.
- [69] Anastasios Ch. Nanakos, Georgios C. Christidis, and Emmanuel C. Tatakis, "Weighted Efficiency Optimization of Flyback Microinverter Under Improved Boundary Conduction Mode (i-BCM)," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 10, pp. 5548,5564, October 2015.
- [70] *Photovoltaic systems—Power conditioners - Procedure for measuring efficiency*. European Standard EN 61683, 2000.
- [71] The MathWorks, Inc., "Global Optimization Toolbox User's Guide," Matlab®, 2014.
- [72] C. R. Sullivan and R. Y. Zhang, "Simplified design method for litz wire," *2014 Twenty-Ninth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2667,2674, 16-20 March 2014.
- [73] C. R. Sullivan and R. Y. Zhang, "Analytical model for effects of twisting on litz-wire losses," *2014 IEEE 15th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1,10, 22-25 June 2014.

- [74] A. Van den Bossche, V. C. Valchev, and G. B. Georgiev, "Measurement and loss model of ferrites with non-sinusoidal waveforms," *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, vol. 6, pp. 4814,4818, 20-25 June 2004.
- [75] Xuefeng Hu and Chunying Gong, "A High Voltage Gain DC–DC Converter Integrating Coupled-Inductor and Diode–Capacitor Techniques," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 2, pp. 789,800, Feb. 2014.
- [76] Bin Gu, J. Dominic, Jih Sheng Lai, Zheng Zhao, and Chuang Liu, "High boost ratio hybrid transformer DC-DC converter for photovoltaic module applications," *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 598,606, 5-9 Feb. 2012.



## APÊNDICE A – PLANILHA DE CÁLCULO

### Conversores Boost com Células de Ganho

Escolha do conversor:

	Célula de ganho	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>p</i>
	I	0	1	0	1
<i>a</i> := 2	II	1	0	0	-1
	III	1	1	0	1
<i>b</i> := 1	IV	1	1	0	-1
	V	2	1	0	1
	VI	1	2	0	-1
<i>c</i> := 0	VII	1	2	1	1
	VIII	2	1	1	-1
<i>p</i> := 1	IX	2	3	2	1
	X	3	2	2	-1
	XI	1	2	1	1
	XII	2	1	1	-1

Especificações:

Tensão de entrada:  $V_i := 20V$

Tensão de saída:  $V_o := 400V$

Potência de saída:  $P_o := 200W$

Relação de transformação:  $n := 5$

Frequência de comutação:  $f_s := 100kHz$   $T_s := \frac{1}{f_s}$

Indutância magnetizante:  $L_m := 40\mu H$

Relações importantes:

Corrente de saída:  $I_o := \frac{P_o}{V_o} = 0.5A$

Ganho estático:  $M := \frac{V_o}{V_i} = 20$

Razão cíclica: 
$$D := \frac{M - (1 + a \cdot n)}{M - (a - b) \cdot n} = 0.6$$

Valor médio da corrente na indutância magnetizante:

$$I_{Lm} := [M - (a - b)n] \cdot I_o = 7.5 A$$

Ondulação da corrente na indutância magnetizante  $I_m$ :

$$\Delta I_{Lm} := \frac{D \cdot V_i}{L_m \cdot f_s}$$

Valor máximo da corrente na indutância magnetizante:

$$I_M := I_{Lm} + \frac{\Delta I_{Lm}}{2} = 9 A$$

Valor mínimo da corrente na indutância magnetizante:

$$I_m := I_{Lm} - \frac{\Delta I_{Lm}}{2} = 6 A$$

Tempo  $t_x$  de condução do diodo  $D_1$ :

$$I_x := \begin{cases} I_m & \text{if } b = 0 \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$D_x := \frac{2 \cdot I_o}{I_M + I_x} = 0.111 \quad t_x := D_x \cdot T_s = 1.111 \cdot \mu s$$

Valor médio da corrente no secundário:

$$I_2 := (b - a) \cdot I_o = -0.5 A$$

Valores de pico da corrente no secundário:

$$I_{2a} := \frac{2I_{Lm}}{n} - \frac{2 \cdot (M - 1) \cdot I_o}{n \cdot D} = -3.333 A$$

$$I_{2b} := \frac{(I_m - I_x) \cdot D_x + I_M \cdot (1 - D - D_x)}{n \cdot (1 - D)} = 1.633 A$$

$$I_{2c} := \frac{I_m - I_x}{n} = 1.2 A$$

Valor de pico da corrente na indutância de dispersão:

$$I_{Lkp} := \frac{2(M-1) \cdot I_o}{D} - I_m = 25.667 A$$

Valores de pico da corrente nos diodos  $D_2$  e  $D_{cg2}$ :

$$I_{D2a} := -\frac{I_{2a}}{(1+c)} \cdot \frac{(1-p)}{2} = 0 A$$

$$I_{D2b} := \frac{I_{2b}}{(1+c)} \cdot \frac{(1+p)}{2} = 1.633 A$$

$$I_{D2c} := \frac{I_{2c}}{(1+c)} \cdot \frac{(1+p)}{2} = 1.2 A$$

Valores de pico da corrente nos diodos  $D_2$  e  $D_{cg2}$ :

$$I_{Dcgl a} := -\frac{I_{2a}}{[(a+b)-(c+1)]} \cdot \frac{(1+p)}{2} = 1.667 A$$

$$I_{Dcgl b} := \frac{I_{2b}}{[(a+b)-(c+1)]} \cdot \frac{(1-p)}{2} = 0 A$$

$$I_{Dcgl c} := \frac{I_{2c}}{[(a+b)-(c+1)]} \cdot \frac{(1-p)}{2} = 0 A$$

Valores médios de corrente:

$$I_{Lk} := M \cdot I_o = 10 A$$

$$I_{DI} := I_o = 0.5 A$$

$$I_{SI} := (M-1)I_o = 9.5 A$$

$$I_{D2} := I_o = 0.5 A$$

Valores eficazes de corrente:

$$I_{Lkef} := \sqrt{\frac{D}{3} \cdot I_m^2 + I_m \cdot I_{Lkp} + I_{Lkp}^2 + \frac{D_x}{3} \cdot I_M^2} = 13.144 A$$

$$I_{Slef} := \sqrt{\frac{D}{3} \cdot I_m^2 + I_m \cdot I_{Lkp} + I_{Lkp}^2} = 13.029 A$$

$$I_{DIef} := \sqrt{\frac{D_x}{3} \cdot I_M^2 + I_M \cdot I_x + I_x^2} = 1.732 A$$

$$I_{2ef} := \sqrt{\frac{D}{3} \cdot I_{2a}^2 + \frac{D_x}{3} \cdot I_{2b}^2 \dots + \frac{1 - D - D_x}{3} I_{2b}^2 + I_{2b} \cdot I_{2c} + I_{2c}^2} = 1.705 A$$

$$I_{D2ef} := \sqrt{\frac{D}{3} \cdot I_{D2a}^2 + \frac{D_x}{3} \cdot I_{D2b}^2 \dots + \frac{1 - D - D_x}{3} I_{D2b}^2 + I_{D2b} \cdot I_{D2c} + I_{D2c}^2} = 0.827 A$$

$$I_{Dcglef} := \sqrt{\frac{D}{3} \cdot I_{Dcgl a}^2 + \frac{D_x}{3} \cdot I_{Dcgl b}^2 \dots + \frac{1 - D - D_x}{3} (I_{Dcgl b}^2 + I_{Dcgl b} \cdot I_{Dcgl c} \dots) + I_{Dcgl c}^2} = 0.745 A$$

Tensão de pico nos componentes:

$$V_{SI\_DI} := \frac{V_i}{1 - D} = 50 V \quad V_{D2\_cg} := \frac{n \cdot V_i}{1 - D} = 250 V$$

## APÊNDICE B – VALOR EFICAZ DE UMA FORMA DE ONDA CONSTITUÍDA POR SEGMENTOS DE RETA

Na análise de conversores cc-cc, muitas vezes, as principais formas de onda são aproximadas por segmentos de retas. Quando essas formas de onda apresentam muitos seguimentos de reta, cujas expressões são extensas, os cálculos dos valores eficazes podem-se tornar trabalhosos. Visando simplificar tais cálculos, optou-se por encontrar a expressão genérica que permite calcular o valor eficaz de qualquer forma de onda constituída por seguimentos de reta.

Assim, sendo um segmento de reta qualquer, conforme ilustrado na Figura B.1, em que os extremos e o tempo de duração do mesmo são conhecidos, pode-se encontrar a equação de reta dada por:

$$y(t) = \sigma t + v, \quad (B.1)$$

tal que:

$$\sigma = \frac{(B - A)}{t_{AB}}, \quad (B.2)$$

$$v = A. \quad (B.3)$$

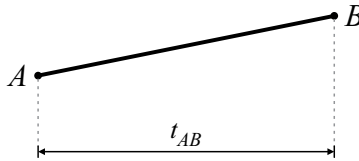


Figura B.1 – Segmento de reta.

Por definição, o quadrado do valor eficaz é a média aritmética do quadrado da grandeza:

$$X_{ef}^2 = \frac{1}{n} (x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_n^2). \quad (B.4)$$

Assim, para o seguimento de reta em um dado período:

$$Y_{ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{t_{AB}} y(t)^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{t_{AB}} \left( \frac{B - A}{t_{AB}} t + A \right)^2 dt, \quad (B.5)$$

$$Y_{ef}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{t_{AB}} \left[ \frac{(B-A)^2}{t_{AB}^2} t^2 + \frac{2A(B-A)}{t_{AB}} t + A^2 \right] dt, \quad (\text{B.6})$$

$$Y_{ef}^2 = \frac{1}{T} \left[ \frac{(B-A)^2}{t_{AB}^2} \frac{t^3}{3} + \frac{2A(B-A)}{t_{AB}} \frac{t^2}{2} + A^2 t \right]_0^{t_{AB}}, \quad (\text{B.7})$$

$$Y_{ef}^2 = \frac{1}{T} \left[ (B-A)^2 \frac{t_{AB}}{3} + 2A(B-A) \frac{t_{AB}}{2} + A^2 t_{AB} \right], \quad (\text{B.8})$$

$$Y_{ef}^2 = \frac{t_{AB}}{T} \left[ \frac{A^2 - 2AB + B^2}{3} + AB \right], \quad (\text{B.9})$$

$$Y_{ef}^2 = \frac{t_{AB}}{3T} (A^2 + AB + B^2). \quad (\text{B.10})$$

No caso de uma forma de onda com  $N$  segmentos de reta, pode-se aplicar o princípio da superposição:

$$Y_{ef}^2 = \sum_{i=1}^N Y_{ief}^2. \quad (\text{B.11})$$

## APÊNDICE C – VALOR EFICAZ DAS CORRENTES DE ENTRADA E DAS CORRENTES NOS CAPACITORES $C_1$ E $C_2$ PARA DIFERENTES VARIAÇÕES TOPOLÓGICAS

Conforme apresentado no item 3.3, existem quatro diferentes formas de onda para a corrente de entrada:

$$i_{i1} = i_{Lk} \text{ para (a), (b) e (e) ,} \quad (C.1)$$

$$i_{i2} = i_{Lk} - i_{D2} + i_o \text{ para (c) ,} \quad (C.2)$$

$$i_{i3} = i_{Lk} - i_{D1} + i_{D2} \text{ para (d) ,} \quad (C.3)$$

$$i_{i4} = i_{Lk} - i_{D1} + i_o \text{ para (f), (g) e (h) ,} \quad (C.4)$$

e duas formas de onda diferentes para as correntes nos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ :

$$i_{C11} = i_{D1} - i_{D2} \text{ para (a), (c), (d), (e), (g) e (h) ,} \quad (C.5)$$

$$i_{C12} = i_{D1} - i_o \text{ para (b) e (f) ,} \quad (C.6)$$

$$i_{C21} = i_{D2} - i_o \text{ para (a), (b), (c), (d), (f) e (g) ,} \quad (C.7)$$

$$i_{C22} = i_{D1} - i_o \text{ para (e) e (h) .} \quad (C.8)$$

Visto que todas as expressões supracitadas dependem de uma ou mais correntes ilustradas na Figura C.1 (cujas etapas transitórias foram desconsideradas), pode-se encontrar facilmente os seus valores eficazes a partir da análise realizada no Apêndice A. Atenta-se que, nessa figura, a corrente  $i_{D2}$  foi representada por uma forma de onda similar à corrente  $i_2$ . Tal artifício permite que os cálculos realizados sejam válidos tanto para polaridade positiva, quanto para polaridade negativa, de acordo com a análise realizada em 3.2.7.

- Valor eficaz da corrente de entrada  $i_{i1}$

$$I_{i1ef} = I_{Lkef} = \sqrt{\frac{D}{3} \left( I_m^2 + I_m I_{Lkp} + I_{Lkp}^2 \right) + \frac{D_x}{3} I_M^2} \quad (C.9)$$

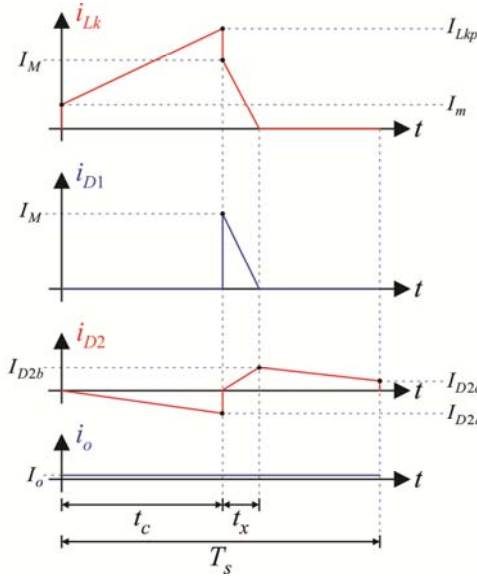


Figura C.1 – Formas de onda básicas para o cálculo dos valores eficazes.

- Valor eficaz da corrente de entrada  $i_{i2}$

$$I_{i2ef} = \sqrt{\frac{D}{3} \left[ (I_m + I_o)^2 + (I_m + I_o)(I_{Lkp} - I_{D2a} + I_o) + (I_{Lkp} - I_{D2a} + I_o)^2 \right] + \dots} \quad (C.10)$$

$$+ \frac{D_x}{3} \left[ (I_m + I_o)^2 + (I_m + I_o)(I_o - I_{D2b}) + (I_o - I_{D2b})^2 \right] + \dots$$

$$+ \frac{1-D-D_x}{3} \left[ (I_o - I_{D2b})^2 + (I_o - I_{D2b})(I_o - I_{D2c}) + (I_o - I_{D2c})^2 \right]$$

- Valor eficaz da corrente de entrada  $i_{i3}$

$$I_{i3ef} = \sqrt{\frac{D}{3} \left( I_m^2 + I_m(I_{Lkp} + I_{D2a}) + (I_{Lkp} + I_{D2a})^2 \right) + \dots} \quad (C.11)$$

$$+ \frac{D_x}{3} I_{D2b}^2 + \frac{1-D-D_x}{3} (I_{D2b}^2 + I_{D2b}I_{D2c} + I_{D2c}^2)$$



- Valor eficaz da corrente de entrada  $i_{i4}$

$$I_{i4ef} = \sqrt{\frac{D}{3} \left[ (I_m + I_o)^2 + (I_m + I_o)(I_{Lkp} + I_o) + (I_{Lkp} + I_o)^2 \right] + \dots} \quad (C.12)$$

- Valor eficaz da corrente  $i_{C11}$

$$I_{C11ef} = \sqrt{\frac{D}{3} I_{D2a}^2 + \frac{D_x}{3} (I_M^2 - I_M I_{D2b} + I_{D2b}^2) + \dots} \quad (C.13)$$

$$+ \frac{1-D-D_x}{3} (I_{D2b}^2 + I_{D2b} I_{D2c} + I_{D2c}^2)$$

- Valor eficaz da corrente  $i_{C12}$

$$I_{C12ef} = \sqrt{\frac{D_x}{3} \left[ (I_M - I_o)^2 - (I_M - I_o)I_o + I_o^2 \right] + (1-D_x)I_o^2} \quad (C.14)$$

- Valor eficaz da corrente  $i_{C21}$

$$I_{C21ef} = \sqrt{\frac{D}{3} \left[ I_o^2 - I_o(I_{D2a} - I_o) + (I_{D2a} - I_o)^2 \right] + \dots} \quad (C.15)$$

$$+ \frac{D_x}{3} \left[ I_o^2 - I_o(I_{D2b} - I_o) + (I_{D2b} - I_o)^2 \right] + \dots$$

$$+ \frac{1-D-D_x}{3} \left[ (I_{D2b} - I_o)^2 + (I_{D2b} - I_o)(I_{D2c} - I_o) + (I_{D2c} - I_o)^2 \right]$$

- Valor eficaz da corrente  $i_{C22}$

$$I_{C22ef} = \sqrt{\frac{D_x}{3} \left[ (I_M - I_o)^2 - (I_M - I_o)I_o + I_o^2 \right] + (1-D_x)I_o^2} \quad (C.16)$$



## APÊNDICE D – ESTIMATIVA DA INDUTÂNCIA DE DISPERSÃO

A Figura D.1 apresenta o modo mais comum de arranjar dois enrolamentos em um núcleo EE. Tal circuito magnético pode ser representado pelo circuito elétrico da Figura D.2 [46].

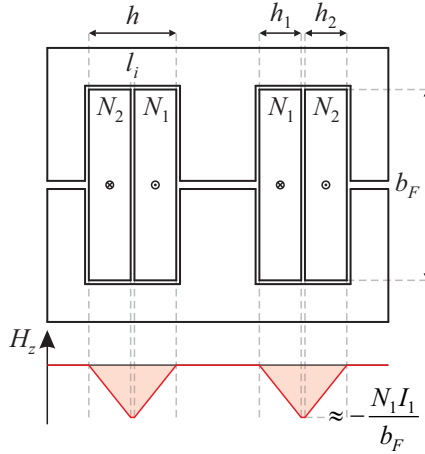


Figura D.1 – Indutor acoplado com dois enrolamentos lado a lado.

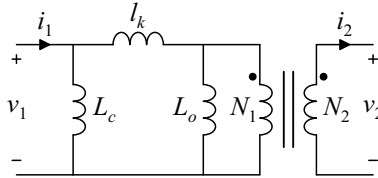


Figura D.2 – Modelo elétrico  $\pi$  do indutor acoplado com dois enrolamentos lado a lado.

As indutâncias de  $L_c$  e de  $L_o$ , presentes no modelo elétrico, podem ser facilmente obtidas devido à associação direta com os entreferros (*gaps*) presentes na perna central (*center leg*) e nas pernas externas (*outer legs*), respectivamente. Portanto, são definidas por:

$$L_c = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_c} = \frac{N_1^2 \mu_0 S_c}{l_g}, \quad (\text{D.1})$$

$$L_o = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}_o} = \frac{N_1^2 \mu_0 S_o}{l_g}, \quad (\text{D.2})$$

onde:

- $N_1$  – Número de espiras do enrolamento primário;
- $l_g$  – Comprimento do entreferro;
- $S_c$  – Área efetiva da secção transversal da perna central;
- $S_o$  – Área total das secções transversais das pernas externas;
- $\mu_0$  – Permeabilidade do ar;
- $\mathfrak{R}$  – Relutância.

Para encontrar o valor da indutância de  $l_k$ , é necessário excitar o circuito de modo que praticamente toda a energia seja armazenada nele. Para isso, insere-se uma fonte de corrente no enrolamento primário e curto-circuita-se o enrolamento secundário; ademais, considera-se que  $l_k$  é muito menor que  $L_c$  e  $L_o$ .

Desse modo, por meio da lei de Ampère, pode-se determinar o campo magnético  $H_z$  nos enrolamentos [46], ilustrado na Figura D.1 em que a área sombreada corresponde a sua energia armazenada, permitindo, assim, que  $l_k$  seja obtida mediante (D.3).

$$l_k = \frac{\mu_0}{I_1^2} \int H_z^2 dv \quad (\text{D.3})$$

Caso a espessura dos enrolamentos sejam iguais ( $h_1 = h_2 = h/2$ ) e o isolamento entre eles seja pequeno ( $l_i \ll h$ ), pode-se escrever (D.4) [46], em que  $l_i$  é comprimento médio de uma espira. Essa mesma equação pode ser encontrada em [8] e [47].

$$l_k = \frac{1}{3} \mu_0 N_1^2 \frac{h}{b} l_i \quad (\text{D.4})$$

O modelo da Figura D.2 pode ser transformado no modelo elétrico ilustrado na Figura D.3 por meio de uma transformação  $\Delta - Y$  [46], resultando em (D.5), (D.6) e (D.7).

$$l_1 = \frac{l_k L_c}{l_k + L_c + L_o} \quad (\text{D.5})$$

$$l_2 = \frac{l_k L_o}{l_k + L_c + L_o} \quad (\text{D.6})$$

$$L_m = \frac{L_c L_o}{l_k + L_c + L_o} \quad (\text{D.7})$$

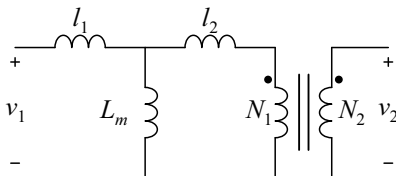


Figura D.3 – Modelo elétrico T do indutor acoplado com dois enrolamentos lado a lado.

Por fim, considerando que  $L_m$  é muito maior que  $l_1$  e  $l_2$ , é possível simplificar o circuito da Figura D.3 para o da Figura D.4, de modo que:

$$L_k = l_1 + l_2; \quad (\text{D.8})$$

sendo  $l_k \ll (L_c + L_o)$ , obtém-se (D.9) a partir da substituição de (D.5) e (D.6) em (D.8).

$$L_k \approx l_k \quad (\text{D.9})$$

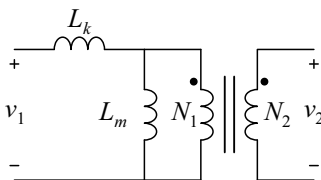


Figura D.4 – Modelo T aproximado do indutor acoplado com dois enrolamentos.

Uma maneira de reduzir a indutância de dispersão se dá por meio da técnica conhecida como *interleaving*. Essa técnica divide os enrolamentos em seções menores, fazendo com que o campo magnético interno aos enrolamentos diminua por um fator  $K_i$ . Uma vez que a indutância de dispersão depende do quadrado do campo magnético, conforme observado em (D.3), pode-se obter (D.10) [46]. A Figura D.5 apresenta um exemplo de *interleaving* com  $K_i = 2$ .

$$l_k = \frac{1}{3K_i^2} \mu_0 N_1^2 \frac{h}{b} l_t \quad (\text{D.10})$$

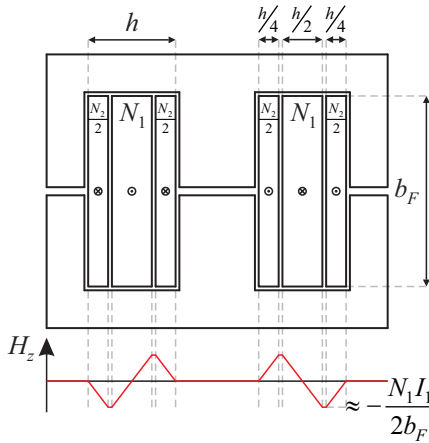


Figura D.5 – Indutor acoplado com *interleaving*.

A fim de comprovar que a análise desenvolvida por [46] fornece uma estimativa razoável da indutância de dispersão, confeccionou-se dois indutores acoplados nas configurações ilustradas na Figura D.1 (I) e na Figura D.5 (II). O projeto dos indutores acoplados e o cálculo das indutâncias de dispersão encontram-se no Apêndice E e as medições foram realizadas pelo analisador de impedância *Agilent* 4294A. A Tabela D.1 sumariza os resultados obtidos.

Tabela D.1 – Indutância de dispersão nos indutores acoplados implementados.

Indutor acoplado	Calculado [nH]	Medido [nH]	$ \varepsilon_r $ [%]
I	633	$698 \pm 28$	6 - 13
II	158	$285 \pm 20$	40 - 48

Mediante a Tabela observa-se que as indutâncias de dispersão calculadas apresentam erros relativos consideráveis em relação aos valores medidos, principalmente para o enrolamento com *interleaving*. Tal resultado já era esperado, haja vista que a expressão proposta por [46] considera diversas aproximações, desconsiderando, por exemplo, o efeito de espriamento e a energia armazenada nas indutâncias  $L_o$  e  $L_c$  [47]. Além disso, existem os aspectos construtivos, como o fato de, nos

projetos realizados,  $h_1$  ser significativamente diferente de  $h_2$ . Apesar das diferenças observadas, o resultado proposto por [46] representa uma estimativa razoável da indutância de dispersão do indutor acoplado. Caso desejado, estimativas mais precisas podem ser obtidas por meio do método de elementos finitos.





## APÊNDICE E – PROJETO DO INDUTOR ACOPLADO

Este apêndice apresenta o projeto do indutor acoplado empregado no protótipo do item 4.3 e utilizado para verificar a estimativa da indutância de dispersão apresentada no Apêndice D.

### Projeto Indutor Acoplado

#### Especificações

Tensão de entrada:	$V_i := 20V$
Tensão de saída:	$V_o := 200V$
Relação de transformação:	$n := 2$
Potência de saída:	$P_o := 150W$
Indutância magnetizante:	$L_m := 40\mu H$
Frequência de comutação:	$f_s := 100kHz$
Valor máximo da corrente em $L_m$ :	$I_M := 10.5A$
Valor eficaz da corrente no primário:	$I_{1ef} := 12.079A$
Valor eficaz da corrente no secundário:	$I_{2ef} := 4.692A$
Razão cíclica:	$D := 0.375$
Densidade de corrente:	$J_{m\acute{a}x} := 550 \frac{A}{cm^2}$
Fluxo magnético máximo:	$B_{m\acute{a}x} := 0.2T$
Fator de enrolamento:	$k_w := 0.4$
Fator de utilização do primário:	$k_{uI} := \frac{1}{1 + \frac{n \cdot I_{2ef}}{I_{1ef}}} = 0.563$

## Determinação do núcleo:

$$AeAw := \frac{L_m \cdot I_M \cdot I_{Ief}}{B_{máx} \cdot J_{máx} \cdot k_u I \cdot k_w} = 2.049 \cdot cm^4$$

Escolha: IP12R THORTON NEE-42/21/20 :  $AeAw = 3.77 \text{ cm}^4$

$$\begin{aligned} A_e &:= 2.4 \text{ cm}^2 & A_w &:= 1.57 \text{ cm}^2 & l_e &:= 9.7 \text{ cm} & \mu_c &:= 1794 \\ l_t &:= 10.5 \text{ cm} & V_e &:= 23.30 \text{ cm}^3 & A_p &:= 3.77 \text{ cm}^4 \end{aligned}$$

## Cálculo do número de espiras:

$$N_I := \text{ceil} \left( \frac{L_m \cdot I_M}{A_e \cdot B_{máx}} \right) = 9 \qquad N_2 := n \cdot N_I = 18$$

## Cálculo do entreferro:

$$\delta_{Lm} := \frac{\mu_0 \cdot A_e \cdot N_I^2}{L_m} - \frac{l_e}{\mu_c} = 0.557 \cdot mm$$

## Escolha do condutor:

$$\delta_{skin} := \frac{7.5 \cdot cm}{\sqrt{f_s}} \cdot \sqrt{Hz} = 0.024 \cdot cm \qquad d_{fio} := 2 \cdot \delta_{skin} = 0.047 \cdot cm$$

Para este diâmetro mínimo de penetração, utiliza-se o fio AWG 25:

$$D_{cobre} := 0.045 \text{ cm} \qquad D_{fio} := 0.051 \text{ cm}$$

$$S_{cobre} := 0.001624 \text{ cm}^2 \qquad S_{fio} := 0.002078 \text{ cm}^2$$

## Área de cobre necessária:

$$S_I := \frac{I_{Ief}}{J_{máx}} = 0.022 \cdot cm^2 \qquad S_2 := \frac{I_{2ef}}{J_{máx}} = 8.531 \times 10^{-3} \cdot cm^2$$

Número de condutores em cada enrolamento:

$$n_{cond1} := \text{ceil}\left(\frac{S_I}{S_{cobre}}\right) = 14 \qquad n_{cond2} := \text{ceil}\left(\frac{S_2}{S_{cobre}}\right) = 6$$

Possibilidade de execução:

$$S_{total} := \frac{(N_I \cdot n_{cond1} + N_2 \cdot n_{cond2}) \cdot S_{fio}}{k_w} = 1.216 \cdot \text{cm}^2$$

$$k_u := \frac{S_{total}}{A_w} = 0.774$$

Comprimento dos chicotes:

$$l_{chicote1} := N_I \cdot l_t = 0.945 \text{ m} \qquad l_{chicote2} := N_2 \cdot l_t = 1.89 \text{ m}$$

Perda no cobre:

$$\rho_{fio} := 0.000561 \frac{\Omega}{\text{cm}}$$

$$R_1 := \frac{\rho_{fio} \cdot l_{chicote1}}{n_{cond1}} = 3.787 \times 10^{-3} \Omega$$

$$P_{cobre1} := R_1 \cdot I_{1ef}^2 = 0.552 \text{ W}$$

$$R_2 := \frac{\rho_{fio} \cdot l_{chicote2}}{n_{cond2}} = 0.018 \cdot \Omega$$

$$P_{cobre2} := R_2 \cdot I_{2ef}^2 = 0.389 \text{ W}$$

$$\text{Perda no núcleo:} \qquad \alpha := 1.369 \qquad \beta := 2.661 \qquad k_c := 8.9907$$

$$\Delta B_{máx} := \frac{V_i}{N_I \cdot A_e \cdot f_s} = 0.093 \cdot T$$

$$P_{ferrite} := \frac{V_e}{10^6 cm^3} \cdot k_c \cdot \left( \frac{f_s}{Hz} \right)^\alpha \cdot \left( \frac{\Delta B_{máx}}{2T} \right)^\beta \cdot W = 0.412 W$$

Variação da temperatura:

$$Perdas := P_{ferrite} + P_{cobre1} + P_{cobre2} = 1.354 W$$

$$R_{núcleo} := 23 \cdot \left( \frac{A_p}{cm^4} \right)^{-0.37} = 14.076$$

$$\Delta T := Perdas \cdot R_{núcleo} \cdot \frac{K}{W} = 19.056 K$$

Cálculo da indutância de dispersão:

$$b_F := 25 mm$$

$$h_1 := \sqrt{\frac{4 \cdot n_{cond1} \cdot S_{fio}}{\pi}} = 1.925 \cdot mm \quad h_2 := 2 \sqrt{\frac{4 \cdot n_{cond2} \cdot S_{fio}}{\pi}} = 2.52 \cdot mm$$

$$L_k := \frac{1}{3} \cdot \mu_0 \cdot N_I^2 \cdot \frac{h_1 + h_2}{b_F} \cdot l_t = 0.633 \cdot \mu H$$

$$\text{Para } K_i = 2: \quad \frac{L_k}{2^2} = 0.158 \cdot \mu H$$

## APÊNDICE F – CÓDIGO DA OTIMIZAÇÃO

Este apêndice apresenta o código da otimização realizada no Matlab®.

```
clear all
clc

tic

x0 = [7 , 10, 1]; % Valores iniciais
lb = [5, 5, 1]; % Limites inferiores
ub = [9.67, 20, 1.5]; % Limites superiores

obj = @(x)(perdasF(x));

gs =
GlobaSearch('NumStageOnePoints',200,'NumTrialPoints',1000);

opts =
optimset('LargeScale','off','Display','iter','TolCon',1e-5);

problem =
createOptimProblem('fmincon','x0',x0,'objective',obj,...
'Aineq',[],'bineq',[],'Aeq',[],'beq',[],'lb',lb,...
'ub',ub,'nonlcon',confun,'options',opts);

[x,fval,flag,output] = run(gs,problem)

toc
```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Função Objetivo %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function Y = perdasF(x)

%%% Parâmetros %%%

global Vi Vo Io M Mmin Pocrit kp kCEC dados a b c p

dados = load('dados.mat');

Vi=20;
Vo=400;
Po=200;

Io=Po/Vo;

M=Vo/Vi;

Vimax = 30;
Mmin = Vo/Vimax;

Mcr=0.1; %porcentagem da potencia na qual ainda se deseja MCC
Pocrit = Mcr*Po;

kp=[0.1,0.2,0.3,0.5,0.75,1];
kCEC=[0.04,0.05,0.12,0.21,0.53,0.05];

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

a=1;
b=1;
c=0;
p=1;

[Pc10,Pc20,Pc30,Pc50,Pc75,Pc100] = Pc(x);
[Pd10,Pd20,Pd30,Pd50,Pd75,Pd100] = Pd(x);
[Ps10,Ps20,Ps30,Ps50,Ps75,Ps100] = Ps(x);
[Pm10,Pm20,Pm30,Pm50,Pm75,Pm100] = Pm(x);

P10=Pc10+Pd10+Ps10+Pm10;
P20=Pc20+Pd20+Ps20+Pm20;
P30=Pc30+Pd30+Ps30+Pm30;
P50=Pc50+Pd50+Ps50+Pm50;
P75=Pc75+Pd75+Ps75+Pm75;
P100=Pc100+Pd100+Ps100+Pm100;

Perdas=[P10,P20,P30,P50,P75,P100];

Y = -(kp*Po./(Perdas+kp*Po))*kCEC'

end

%%% Função Local (D) %%%

```

```

function DX = D(x)

global M a b

DX = (M-(1+a*x(1)))/(M-(a-b)*x(1));

end

%%% Função Local (deltaIm) %%%%
function deltaImX = deltaIm(x)

global Vi

deltaImX = Vi*D(x)/(Lm(x)*(x(2)*1e4));

end

%%% Função Local (Im) %%%%
function IImX = IIm(x,kp)

global M Io a b

IImX = (M-(a-b)*x(1))*kp*Io;

end

%%% Função Local (ImMax) %%%%
function IMX = IM(x,kp)

IMX = IIm(x,kp)+deltaIm(x)/2;

end

%%% Função Local (ImMin) %%%%
function ImX = Im(x,kp)

ImX = IIm(x,kp)-deltaIm(x)/2;

end

%%% Função Local (Dx) %%%%
function DxX = Dx(x,kp)

```

---

```

global Io

DxX = 2*kp*I0/IM(x,kp);

end

%%% Função Local (I2a) %%%%
function I2aX = I2a(x,kp)

global Io M

I2aX = 2*ILm(x,kp)/x(1)-2*(M-1)*kp*I0/(x(1)*D(x));

end

%%% Função Local (I2b) %%%%
function I2bX = I2b(x,kp)

I2bX = (Im(x,kp)*Dx(x,kp)+IM(x,kp)*(1-D(x)-Dx(x,kp)))/(x(1)*(1-D(x)));

end

%%% Função Local (I2c) %%%%
function I2cX = I2c(x,kp)

I2cX = Im(x,kp)/x(1);

end

%%% Função Local (ILkp) %%%%
function ILkpX = ILkp(x,kp)

global Io M

ILkpX = 2*(M-1)*kp*I0/D(x)-Im(x,kp);

end

%%% Função Local (ID2a) %%%%
function ID2aX = ID2a(x,kp)

global c p

```

---



---

```
ID2aX = I2a(x,kp)*(1-p)/(2*(1+c));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (ID2b) %%%%
```

```
function ID2bX = ID2b(x,kp)
```

```
global c p
```

```
ID2bX = I2b(x,kp)*(1+p)/(2*(1+c));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (ID2c) %%%%
```

```
function ID2cX = ID2c(x,kp)
```

```
global c p
```

```
ID2cX = I2c(x,kp)*(1+p)/(2*(1+c));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (ILkef) %%%%
```

```
function ILkefX = ILkef(x,kp)
```

```
ILkefX =  
sqrt(D(x)*(Im(x,kp)^2+Im(x,kp)*ILkp(x,kp)+ILkp(x,kp)^2)/3+Dx(x,  
kp)*IM(x,kp)^2/3);
```

```
end
```

```
%%% Função Local (Islef) %%%%
```

```
function IslefX = Islef(x,kp)
```

```
IslefX =  
sqrt(D(x)*(Im(x,kp)^2+Im(x,kp)*ILkp(x,kp)+ILkp(x,kp)^2)/3);
```

```
end
```

```
%%% Função Local (Idlef) %%%%
```

```
function IdlefX = Idlef(x,kp)
```

```
IdlefX=sqrt(Dx(x,kp)*IM(x,kp)^2/3);
```

end

%%% Função Local (Id2ef) %%%%

function Id2efX = Id2ef(x,kp)

Id2efX=sqrt(D(x)/3\*ID2a(x,kp)^2+Dx(x,kp)/3\*ID2b(x,kp)^2+(1-D(x)-  
D(x)-  
Dx(x,kp))/3\*(ID2b(x,kp)^2+ID2b(x,kp)\*ID2c(x,kp)+ID2c(x,kp)^2));

end

%%% Função Local (Ilef) %%%%

function IlefX = Ilef(x,kp)

IlefX=ILkef(x,kp);

end

%%% Função Local (I2ef) %%%%

function I2efX = I2ef(x,kp)

I2efX=sqrt(D(x)/3\*I2a(x,kp)^2+Dx(x,kp)/3\*I2b(x,kp)^2+(1-D(x)-  
Dx(x,kp))/3\*(I2b(x,kp)^2+I2b(x,kp)\*I2c(x,kp)+I2c(x,kp)^2));

end

%%% Função Local (Iclef) %%%%

function IclefX = Iclef(x,kp)

IclefX = sqrt(D(x)/3\*ID2a(x,kp)^2+Dx(x,kp)/3\*(IM(x,kp)^2-  
IM(x,kp)\*ID2b(x,kp)+ID2b(x,kp)^2)+(1-D(x)-  
Dx(x,kp))/3\*(ID2b(x,kp)^2+ID2b(x,kp)\*ID2c(x,kp)+ID2c(x,kp)^2));

end

%%% Função Local (Ic2ef) %%%%

function Ic2efX = Ic2ef(x,kp)

global Io

Ic2efX = sqrt(D(x)/3\*((kp\*I<sub>o</sub>)^2-kp\*I<sub>o</sub>\*(ID2a(x,kp)-  
kp\*I<sub>o</sub>)+(ID2a(x,kp)-kp\*I<sub>o</sub>)^2)+Dx(x,kp)/3\*((kp\*I<sub>o</sub>)^2-  
kp\*I<sub>o</sub>\*(ID2b(x,kp)-kp\*I<sub>o</sub>)+(ID2b(x,kp)-kp\*I<sub>o</sub>)^2)+(1-D(x)-

```
Dx(x, kp)) / 3 * ((ID2b(x, kp) - kp*I0)^2 + (ID2b(x, kp) -
kp*I0) * (ID2c(x, kp) - kp*I0) + (ID2c(x, kp) - kp*I0)^2));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (IDcg2ef) %%%
```

```
function IDcg2efX = IDcg2ef(x, kp)
```

```
IDcg2efX=Id2ef(x, kp);
```

```
end
```

```
%%% Função Local (IDcg1a) %%%
```

```
function IDcg1aX = IDcg1a(x, kp)
```

```
global a b c p
```

```
IDcg1aX = I2a(x, kp)*(1+p)/(2*((a+b)-(1+c)));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (IDcg1b) %%%
```

```
function IDcg1bX = IDcg1b(x, kp)
```

```
global a b c p
```

```
IDcg1bX = I2b(x, kp)*(1-p)/(2*((a+b)-(1+c)));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (IDcg1c) %%%
```

```
function IDcg1cX = IDcg1c(x, kp)
```

```
global a b c p
```

```
IDcg1cX = I2c(x, kp)*(1-p)/(2*((a+b)-(1+c)));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (IDcg1ef) %%%
```

```
function IDcg1efX = IDcg1ef(x, kp)
```

```
IDcg1efX=sqrt(D(x)/3*IDcg1a(x, kp)^2+Dx(x, kp)/3*IDcg1b(x, kp)^2+(
1-D(x)-
```

```
Dx(x,kp))/3*(IDcglb(x,kp)^2+IDcglb(x,kp)*IDcglc(x,kp)+IDcglc(x,
kp)^2));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (Vs1pico) %%%%
```

```
function Vs1pX = Vs1p(x)
```

```
global Vi
```

```
Vs1pX = Vi/(1-D(x));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (Vd1p) %%%%
```

```
function Vd1pX = Vd1p(x)
```

```
global Vi
```

```
Vd1pX = Vi/(1-D(x));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (Vd2p) %%%%
```

```
function Vd2pX = Vd2p(x)
```

```
global Vi
```

```
Vd2pX = x(1)*Vi/(1-D(x));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (Kcrit) %%%%
```

```
function KcritX = Kcrit(x)
```

```
global a b
```

```
KcritX = D(x)*(1-D(x))^2/((1+b*x(1))*(1+a*x(1)-(a-
b)*D(x)*x(1)));
```

```
end
```

```
%%% Função Local (Lmcrit) %%%%
```

```
function LmcritX = Lmcrit(x)
```

```

global Pocrit Vo

LmcritX = Kcrit(x)*Vo^2/(2*x(2)*1e4*Pocrit);

end

%%% Função Local (Lm) %%%%

function LmX = Lm(x)

LmX = x(3)*Lmcrit(x);

end

%%% Função Local (Ts) %%%%

function TsX = Ts(x)

TsX = 1/(x(2)*1e4);

end

%% Forma de onda da corrente no enrolamento primário (i1) %%

function i1X = i1(x,kp)

%Inicialização
Fs=100; %Frequência de amostragem
t=0:Ts(x)/Fs:Ts(x)-Ts(x)/Fs; %Base de tempo
i1X=zeros(1,Fs);

%Geração da corrente no primário para um período de comutação
for i=1:Fs

if(t(i)<=D(x)*Ts(x))

i1X(i)=(ILkp(x,kp)-Im(x,kp))/D(x)/Ts(x)*t(i)+Im(x,kp);

end

if(t(i)>D(x)*Ts(x) && t(i)<=(D(x)+Dx(x,kp))*Ts(x))

i1X(i)=-IM(x,kp)/Dx(x,kp)/Ts(x)*(t(i)-D(x)*Ts(x))+IM(x,kp);

end

if(t(i)>(D(x)+Dx(x,kp))*Ts(x))

i1X(i)=0;

end

```

```

end

%Geração da forma de onda periódica
m=50; %Repetição
i1X= repmat(i1X,1,m);

end

%%% Forma de onda da corrente no enrolamento secundário (i2)%%%

function i2X = i2(x,kp)

%Inicialização
Fs=100; %Frequência de amostragem
t=0:Ts(x)/Fs:Ts(x)-Ts(x)/Fs; %Base de tempo
i2X=zeros(1,Fs);

%Geração da corrente no secundário para um período de comutação
for i=1:Fs

if(t(i)<=D(x)*Ts(x))

i2X(i)=I2a(x,kp)/D(x)/Ts(x)*t(i);

end

if(t(i)>D(x)*Ts(x) && t(i)<=(D(x)+Dx(x,kp))*Ts(x))

i2X(i)=I2b(x,kp)/Dx(x,kp)/Ts(x)*(t(i)-D(x)*Ts(x));

end

if(t(i)>(D(x)+Dx(x,kp))*Ts(x))

i2X(i)=(I2c(x,kp)-I2b(x,kp))/(1-D(x)-Dx(x,kp))/Ts(x)*(t(i)-
(D(x)+Dx(x,kp))*Ts(x))+I2b(x,kp);

end

end

%Geração da forma de onda periódica
m=50; %Repetição
i2X= repmat(i2X,1,m);

end

%%% Demais Funções %%%%

function berX = ber(v,x)

berX = (1/2)*(besselj(v, x*exp(3*j*pi/4)) + besselj(v,x*exp(-
3*j*pi/4)));

```

```

function beiX = bei(v,x)

beiX = -(1/2)*(besselj(v, x*exp(3*j*pi/4)) - besselj(v,x*exp(-
3*j*pi/4)))*j;

function FrbX = Frb(X)

Frb1=(ber(0,X)*bei(1,X)-
ber(0,X)*ber(1,X))/(ber(1,X)^2+bei(1,X)^2);
Frb2=(bei(0,X)*ber(1,X)+bei(0,X)*bei(1,X))/(ber(1,X)^2+bei(1,X)
^2);
FrbX=(X/4/sqrt(2))*(Frb1-Frb2);

function GrbX = Grb(X,d)

Grb1=(ber(2,X)*ber(1,X)+ber(2,X)*bei(1,X))/(ber(0,X)^2+bei(0,X)
^2);
Grb2=(bei(2,X)*bei(1,X)-
bei(2,X)*ber(1,X))/(ber(0,X)^2+bei(0,X)^2);
GrbX=-(X*pi^2*d^2/2/sqrt(2))*(Grb1+Grb2);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% Modelo de Perdas %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

%%%% Função Local (Pc) %%%%

function [Pc10 Pc20 Pc30 Pc50 Pc75 Pc100] = Pc(x)

global kp

Pcx = zeros(1,6);

for p=1:6

Pcx(p) = 0*Ic1ef(x,kp(p))^2+0*Ic2ef(x,kp(p))^2;

end

Pc10=Pcx(1);
Pc20=Pcx(2);
Pc30=Pcx(3);
Pc50=Pcx(4);
Pc75=Pcx(5);
Pc100=Pcx(6);

end

```

```

##### Função Local (Pd) #####

function [Pd10 Pd20 Pd30 Pd50 Pd75 Pd100] = Pd(x)

global dados Io a b c kp kCEC

diodos1 = dados.diodos1;

VF1 = diodos1(:,1); % (V)
IF1 = diodos1(:,2); % (A)
rT01 = diodos1(:,3); % (Ohm)
kr1 = diodos1(:,4); % (Ohm/°C)
VT01 = diodos1(:,5); % (V)
kV1 = diodos1(:,6); % (V/°C)
flagT = diodos1(:,7); % (0 = dados em função de Ta) (1 = dados
em função de Tj)
Ta = 25; % (°C)
Tj = 46; % (°C) Aproximação considerada: perda de 0.3W e re-
sistência termica junção-ambiente de 70°C/W

rT1 = rT01 + kr1.*(Ta+flagT*(Tj-Ta));
VT1 = VT01 - kV1.*(Ta+flagT*(Tj-Ta));

[r,s] = size(diodos1);
[Pd1] = deal(zeros(6,r));

for p = 1:6

for i = 1:r

if (VF1(i) < 2*Vd1p(x)) %Observa se o diodo pode ser utilizado

Pd1(p,i)=inf;

else

Pd1(p,i) = Idlef(x,kp(p))^2*rT1(i)+kp(p)*Io*VT1(i);

end

end

end

[Pdp,z]= min(kCEC*Pd1);
fprintf('Diodo1 numero %i'\n', z)

Pd10=Pd1(1,z);
Pd20=Pd1(2,z);
Pd30=Pd1(3,z);
Pd50=Pd1(4,z);
Pd75=Pd1(5,z);
Pd100=Pd1(6,z);

```



```

diodos2 = dados.diodos2;

VF2 = diodos2(:,1); % (V)
IF2 = diodos2(:,2); % (A)
rT02 = diodos2(:,3); % (Ohm)
kr2 = diodos2(:,4); % (Ohm/°C)
VT02 = diodos2(:,5); % (V)
kV2 = diodos2(:,6); % (V/°C)
Tj = 60; % (°C)

rT2 = rT02 + kr2*Tj;
VT2 = VT02 - kV2*Tj;

[r,s] = size(diodos2);
[Pd2,Pdcg1,Pdcg2] = deal(zeros(6,r));

for p = 1:6

for i = 1:r

if (VF2(i) < 1.5*Vd2p(x))%Observa se o diodo pode ser utilizado

[Pd2(i),Pdcg1(i),Pdcg2(i)]=deal(inf);

else

Pd2(p,i) = Id2ef(x,kp(p))^2*rT2(i)+kp(p)*Io*VT2(i);
Pdcg2(p,i) = c*(IDcg1ef(x,kp(p))^2*rT2(i)+kp(p)*Io*VT2(i));
Pdcg1(p,i) = ((a+b)-
(1+c))*(IDcg2ef(x,kp(p))^2*rT2(i)+kp(p)*Io*VT2(i));

end

end

end

[Pds,z]= min(kCEC*(Pd2+Pdcg1+Pdcg2));
fprintf('Diodo2 numero %i'\n', z)

Pdx = Pd2+Pdcg1+Pdcg2;

Pd10=Pd10+Pdx(1,z);
Pd20=Pd20+Pdx(2,z);
Pd30=Pd30+Pdx(3,z);
Pd50=Pd50+Pdx(4,z);
Pd75=Pd75+Pdx(5,z);
Pd100=Pd100+Pdx(6,z)

end

```

```

##### Função Local (Ps) #####

function [Ps10 Ps20 Ps30 Ps50 Ps75 Ps100] = Ps(x)

global dados kp kCEC

mosfets = dados.mosfets;

Ron = mosfets(:,2)*1e-3; % (Ohm)
Vdd = mosfets(:,3); % (V)
Id = mosfets(:,4); % (A)
Qsw = mosfets(:,5)*1e-9; % (C)
Rgi = mosfets(:,6); % (Ohm)
VP = mosfets(:,7); % (V)

Igmax = 8; % (A) Driver UCC27511
Vgs = 12; % (V)

[r,s] = size(mosfets);
[Psx,Rg,Rge,Ig,toff] = deal(zeros(1,r));

for p = 1:6

for i = 1:r

if (Vdd(i) < 2*Vslp(x)) % Observa se o MOSFET pode ser utili-
zado

Psx(p,i)=inf;

else

Rg(i) = (Vgs-VP(i))/Igmax;

if(Rg(i) <= Rgi(i))

Rge(i) = 0;
Ig(i) = (Vgs-VP(i))/Rgi(i);

else

Ig(i) = Igmax;
Rge(i) = Rg(i)-Rgi(i);

end

toff(i) = Qsw(i)/Ig(i);

Psx(p,i) = Ron(i)*Islef(x,kp(p))^2 +
ILkp(x,kp(p))*Vslp(x)*toff(i)*x(2)*1e4/2;

end

end

```

```

end
[PsX,z]= min(kCEC*Psx);

fprintf('MOSFET numero %i'\n', z)

Ps10=Psx(1,z);
Ps20=Psx(2,z);
Ps30=Psx(3,z);
Ps50=Psx(4,z);
Ps75=Psx(5,z);
Ps100=Psx(6,z)

end

%%% Função Local (Pm) %%%%

function [Pm10 Pm20 Pm30 Pm50 Pm75 Pm100] = Pm(x)

global dados Vi kp kCEC

fios = dados.fios;

AWG = fios(:,1);
Dcobre = fios(:,2); %(mm)
Dfio = fios(:,3); %(mm)
Scobre = fios(:,4); %(mm^2)
Sfio = fios(:,5); %(mm^2)
R20 = fios(:,6); %(Ohm/m)

nucleos = dados.nucleos;

aa = nucleos(:,1); %(mm)
bb = nucleos(:,2); %(mm)
cc = nucleos(:,3); %(mm)
dd = nucleos(:,4); %(mm)
ee = nucleos(:,5); %(mm)
ff = nucleos(:,6); %(mm)
Ve = nucleos(:,7); %(mm^3)
le = nucleos(:,8); %(mm)
Ae = nucleos(:,9); %(mm^2)
Aw = nucleos(:,10); %(mm^2)
lt = nucleos(:,11); %(mm)
alfa = nucleos(:,12);
beta = nucleos(:,13);
k = nucleos(:,14);
un = nucleos(:,15);

Bmax = 0.2; %(T)
ku=0.4; % fator de ocupação
skin = 75/sqrt(x(2)*1e4); % profundidade de penetração (mm)
ac = 0.00393; % coeficiente de temperatura do cobre (°C^-1)
Tmax = 60; % temperatura máxima do enrolamento (°C)

```

```

[an,bn] = size(nucleos);
[af,bf] = size(fios);

% inicialização dos vetores para evitar mudança no tamanho do
vetor durante
% a iteração
[N1,N2,kn,deltaB,bF,u]=deal(zeros(an,1));
[X,Xo]=deal(zeros(af,1));
[Jo,Aw1,Aw2,ncond1,ncond2,Rcc1,Rcc2,Pfe,Pcu,Pmx,Pcu1,Pcu2,PcuHF
,Fr,Gr]=deal(zeros(an,af));
[ML1,ML2,NL1,NL2,Da1,Da2,Pskin1,Pskin2,Pproce1,Pproce2,Pproci1,
Pproci2,Pmxx]=deal(zeros(an,af));

%Cálculo da FFT de i1 e i2
Fs=100; %Frequência de amostragem

for p = 1:6

X1=fftf(i1(x,kp(p)),Fs);
X2=fftf(i2(x,kp(p)),Fs);

I1=abs(X1(abs(X1)>=0.00001));
I2=abs(X2(abs(X2)>=0.00001));

for i = 1:an

for j = 1:af

if (p==1)

N1(i) = ceil(Lm(x)*IM(x,kp(6))/Ae(i)/Bmax*1e6);
N2(i) = ceil(x(1)*N1(i));

LmuH=Lm(x)*10^6; % FUTURAMENTE TIRAR DESTA POSIÇÃO

Jo(i,j)=(Sfio(j)/Scobre(j))*(N1(i)*I1ef(x,kp(6))+N2(i)*I2ef(x,k
p(6)))/Aw(i)/ku; % (A/mm^2)
Aw1(i,j)=I1ef(x,kp(6))/Jo(i,j); % área de cobre necessária para
o enrolamento primário(mm^2)
Aw2(i,j)=I2ef(x,kp(6))/Jo(i,j); % área de cobre necessária para
o enrolamento secundário(mm^2)
ncond1(i,j)=ceil(Aw1(i,j)/Scobre(j)); % número de condutores em
paralelo no primário
ncond2(i,j)=ceil(Aw2(i,j)/Scobre(j)); % número de condutores em
paralelo no secundário

end

if (Jo(i,j)<3 || Jo(i,j)>6 || cc(i)>36)

Pmx(i,j) = inf;

else

```

```

%Perdas no núcleo

kn(i) = k(i)*(0.2244*alfa(i)^5-
1.6856*alfa(i)^4+4.9337*alfa(i)^3-
6.8752*alfa(i)^2+4.2195*alfa(i)-0.5665);
deltaB(i) = Vi*D(x)/(x(2)*1e4*N1(i)*Ae(i))*1e6; % (T)

Pfe(i,j) =
kn(i)*(2*x(2)*1e4)^alfa(i)*deltaB(i)^beta(i)*(D(x)^(1-
alfa(i))+(1-D(x))^(1-alfa(i)))*Ve(i)*1e-9;

%Perdas no cobre

Rcc1(i,j) = 1.05*N1(i)*lt(i)*R20(j)*(1+ac*(Tmax-20))*1e-3; % 5%
a mais devido ao fio Litz
Rcc2(i,j) = 1.05*N2(i)*lt(i)*R20(j)*(1+ac*(Tmax-20))*1e-3;

nh=20; % número de harmônicos considerados para o cálculo das
perdas no cobre
[Pculx,Pcu2x,]=deal(zeros(nh+1,1));

bF(i)=2*ff(i)*0.9; % 10% se perde por causa do carretel
Da1(i,j)=sqrt(4*ncond1(i,j)*Sfio(j)/pi);
Da2(i,j)=sqrt(4*ncond2(i,j)*Sfio(j)/pi);
NL1(i,j)=bF(i)/Da1(i,j);
NL2(i,j)=bF(i)/Da2(i,j);
ML1(i,j)=N1(i)/NL1(i,j);
ML2(i,j)=N2(i)/NL2(i,j);
tw(i,j)=Da1(i,j)*ceil(ML1(i,j))+Da2(i,j)*ceil(ML2(i,j));
dg=1.5; %mm
kappa(i,j)=(dg+tw(i,j)/3)/(bF(i)/2);
kF(i,j)=(3.44*(0.505-kappa(i,j))^2+0.688)/kappa(i,j);

Xo(j)=Dcobre(j)/skin/sqrt(2);

for m = 0:nh

X(j)=sqrt(m)*Xo(j);

if (m==0)

Pculx(m+1)=ncond1(i,j)*Rcc1(i,j)*(I1(m+1)/ncond1(i,j))^2;
Pcu2x(m+1)=ncond2(i,j)*Rcc2(i,j)*(I2(m+1)/ncond2(i,j))^2;

else

Fr(i,j)=Frb(X(j));
Gr(i,j)=Grb(X(j),Dcobre(j));

Pculx(m+1) =
ncond1(i,j)*Rcc1(i,j)*(Fr(i,j)*(2*I1(m+1)/ncond1(i,j))^2+...

```

```

kF(i,j)*Gr(i,j)*((2*I1(m+1)/ncond1(i,j))^2*(4*ceil(ML1(i,j))^2-
1)/12/Dfio(j)^2)+...
    Gr(i,j)*((2*I1(m+1))^2/2/pi^2/Da1(i,j)^2));

```

```

Pcu2x(m+1) =
ncond2(i,j)*Rcc2(i,j)*(Fr(i,j)*(2*I2(m+1)/ncond2(i,j))^2+...

```

```

kF(i,j)*Gr(i,j)*((2*I2(m+1)/ncond2(i,j))^2*(4*ceil(ML2(i,j))^2-
1)/12/Dfio(j)^2)+...
    Gr(i,j)*((2*I2(m+1))^2/2/pi^2/Da2(i,j)^2));

```

```

end

```

```

end

```

```

Pcu1(i,j)=sum(Pculx);
Pcu2(i,j)=sum(Pcu2x);

```

```

Pcu(i,j) = Pcu1(i,j)+Pcu2(i,j);

```

```

Pmx(i,j) = Pfe(i,j)+Pcu(i,j);

```

```

end

```

```

end

```

```

end

```

```

Pmxx = Pmxx + kCEC(p)*Pmx;

```

```

if(p==1)
Pmx10 = Pmx;
end
if(p==2)
Pmx20 = Pmx;
end
if(p==3)
Pmx30 = Pmx;
end
if(p==4)
Pmx50 = Pmx;
end
if(p==5)
Pmx75 = Pmx;
end
if(p==6)
Pmx100 = Pmx;
end

```

```

end

```

```

[vi,ai]=min(Pmxx,[ ],1);

```

```
[vj,aj]=min(Pmxx,[],2);
[PmX,i]=min(vi);
[PmXx,j]=min(vj);
ai(i); % núcleo
aj(j); % fio

Pm10=Pmx10(ai(i),aj(j));
Pm20=Pmx20(ai(i),aj(j));
Pm30=Pmx30(ai(i),aj(j));
Pm50=Pmx50(ai(i),aj(j));
Pm75=Pmx75(ai(i),aj(j));
Pm100=Pmx100(ai(i),aj(j))

fprintf('Nucleo numero %i'\n', ai(i))
fprintf('AWG numero %i'\n', AWG(aj(j)))

fprintf('Indutancia magnetizante: %f (uH)'\n', LmuH)
fprintf('Razão cíclica: %f'\n', D(x))
fprintf('Densidade de corrente = %f (A/mm^2)'\n',
Jo(ai(i),aj(j)))
fprintf('Numero de condutores em paralelo: Prim = %i Sec =
%i'\n', ncond1(ai(i),aj(j)), ncond2(ai(i),aj(j)))
fprintf('Numero de enrolamentos: N1 = %i N2 = %i'\n',
N1(ai(i)), N2(ai(i)))
fprintf('Pnucleo = %f (W) Pcobre %f (W)'\n', Pfe(ai(i),aj(j)),
Pcu(ai(i),aj(j)))

end
```





## APÊNDICE G – BANCO DE DADOS UTILIZADO NA OTIMIZAÇÃO

Quadro G.1 – MOSFETs para  $S_1$ .

<i>Part Number</i>	$r_{ds}$ [m $\Omega$ ]	$V_{ds}$ [V]	$I_d$ [A]	$Q_{sw}$ [nC]	$R_{gi}$ [ $\Omega$ ]	$V_F$ [V]
IPB010N06N	0,8	60	180	50	1,8	4,2
IRFS7530-7PPBF	1,15	60	240	110	2,2	5,3
IPB014N06N	1,2	60	180	30	1,6	4,5
MMIX1F520N075T2	1,6	75	500	160	1,36	4,9
IPB017N06N3 G	1,3	60	180	50	1,3	4,9
FDB86360 F085	1,5	80	110	100	3,2	5,7
IPB019N08N3 G	1,6	80	180	50	2,7	4,6
IPB020NE7N3 G	1,8	75	120	55	2,7	5,0
PSMN1R7-60BS	1,66	60	120	70	0,9	5,8
FDB024N08BL7	1,7	80	120	55	2,4	5,6
FDB86363 F085	2,0	80	110	42	3,3	4,3
IPB026N06N	2,3	60	100	19	1,3	4,8
IRFS3107-7PPBF	2,1	75	240	85	2,1	5,3
IPB027N10N3 G	2,3	100	120	48	1,9	4,3
IPB030N08N3 G	2,5	80	160	31	1,9	5,0
IRFS3107PBF	2,5	75	195	72	1,2	5,2
PSMN2R8-80BS,118	2,55	80	120	70	0,9	5,8
IPD031N06L3 G	2,5	60	100	30	1,3	3,5
IPB031NE7N3	2,7	75	100	31	1,9	5,3
IPD034N06N3 G	2,8	60	100	28	1,3	5,4
IPB034N06L3 G	2,7	60	90	29	1,3	3,4
IPB035N08N3 G	2,8	80	100	31	1,9	5,0
PSMN3R3-80BS	3,0	100	120	50	0,9	6,1
FDB035N10A	3,0	100	120	33	1,2	4,8
FDB86135	3,0	100	75	33	1,2	4,8
IPB036N12N3 G	2,9	120	180	57	1,4	5,0
IPB037N06N3 G	3,0	60	90	27	1,3	5,3
IPB038N12N3 G	3,2	120	120	58	1,4	5,0
IPB039N10N3 G	3,3	100	160	27	1,4	4,6
FDD86540	3,4	60	50	23	0,6	4,9
IPB027N10N3 G	2,8	80	100	31	1,9	5,0
IPB038N12N3 G	3,0	100	120	50	0,9	6,1
IPB042N10N3 G	3,0	100	120	33	1,2	4,8

Quadro G.2 – Diodos para  $D_1$ .

<i>Part Number</i>	$V_F$ [V]	$I_F$ [A]	$r_{TO}$ [ $\Omega$ ]	$k_r$ [ $\Omega/^{\circ}\text{C}$ ]	$V_{TO}$ [V]	$k_v$ [ $\text{V}/^{\circ}\text{C}$ ]
V12P10	100	12	0,0195	0,00006	0,409	0,00096
V8PAN50	50	8	0,0128	0,000063	0,403	0,00129
STPS5L60	60	5	0,028	0,000172	0,486	0,00133
SS10P6	60	10	0,010	0,000133	0,500	0,0017
V15PN50	50	15	0,0083	0,000040	0,373	0,0013
STPS20M60S	60	20	0,0048	0,000030	0,443	0,0013
STPS30M60S	60	30	0,0048	0,000017	0,440	0,0012
UPS760e3	60	7	0,0145	0,000102	0,469	0,00165
PDS760	60	7	0,0202	0,000071	0,426	0,00104
PDS560	60	5	0,0399	0,000017	0,429	0,00078
V10P10	100	10	0,0222	0,000016	0,416	0,00067
CTLSH10-100L	100	10	0,0243	0,00005	0,429	0,00055
V8P10	100	8	0,0306	0,00001	0,414	0,00051
SS5P5	50	5	0,0456	0,00002	0,421	0,00063
SS5P6	60	5	0,0456	0,00002	0,421	0,00063
UPS560e3	60	5	0,0308	0,00003	0,518	0,00073
STPS30SM100S	100	30	0,0097	0,000028	0,527	0,00068
VB30100S	100	30	0,0131	0,000025	0,434	0,00035
STPS30M120DJF	120	30	0,0055	0,000007	0,740	0,0016
STPS20M100S	100	20	0,0203	0,000035	0,569	0,00095
VB20150S	150	20	0,036	0,0002	0,53	0
VB20100S	100	20	0,0198	0,00003	0,42	0,00040
VS-15TQ060SPbF	60	15	0,0142	0,000033	0,423	0,0001
V12P12	120	12	0,0263	0,00005	0,428	0,0003
VS-8TQ080SPbF	80	8	0,0216	0,00006	0,583	0,0009
STPS8H100	100	8	0,0058	0,000033	0,728	0,0019

Quadro G.3 – Diodos para  $D_2$  e  $D_{cg}$ .

<i>Part Number</i>	$V_F$ [V]	$I_F$ [A]	$r_{TO}$ [ $\Omega$ ]	$k_r$ [ $\Omega/^{\circ}\text{C}$ ]	$V_{TO}$ [V]	$k_v$ [ $\text{V}/^{\circ}\text{C}$ ]
C3D1P7060Q	600	1,7	0,22	0,0026	0,99	0,0015
C3D03060E	600	3	0,14	0,00113	1,01	0,00126
C3D06060G	600	6	0,09	0,00051	0,975	0,001
C3D10060G	600	10	0,04	0,00052	0,98	0,0016
CSD01060	600	1	0,015	0,0064	0,94	0,0012
C3D02060E	600	2	0,21	0,00171	0,98	0,0017

IDD03SG60C	600	3	0,262	0,00268	0,97	0,00137
IDD04S60C	600	4	0,159	0,00115	0,914	0,00095
SCS206AJ	650	6	0,047	0,00049	0,996	0,00134
STPSC406	600	4	0,138	0,00108	0,944	0,00158
SCS208AJ	650	8	0,032	0,00043	1,03	0,00185
SCS210AJ	650	10	0,034	0,00027	0,944	0,00105
CSD08060G	600	8	0,058	0,00057	0,93	0,00093
STPSC10H065	650	10	0,034	0,00056	1,01	0,00131
STPSC1006	600	10	0,037	0,00025	0,943	0,00107
STPSC606	600	6	0,071	0,00046	0,95	0,00129
CSD02065E	650	2	0,21	0,00171	0,98	0,0017
C3D03065E	650	3	0,14	0,00113	1,01	0,00126
GB01SLT06-214	650	2,5	0,043	0,00764	1,08	0,00134
C3D0465E	650	4	0,10	0,000916	0,98	0,0018
SCS215AJ	650	15	0,022	0,000174	0,956	0,00111
STPSC6H065	650	6	0,059	0,00080	1,028	0,00136
STPSC4H065	650	4	0,084	0,00133	1,024	0,00114
STPSC8H065	650	8	0,021	0,00083	1,12	0,00199
STPSC806G	600	8	0,048	0,00035	0,94	0,00102

Quadro G.4 – Condutores.

$AWG$	$d_{cu}$ [mm]	$d_f$ [mm]	$S_{cu}$ [mm <sup>2</sup> ]	$S_f$ [mm <sup>2</sup> ]	$\rho_{20}$ [Ω/mm]
10	2,59	2,67	5,261	5,5990	0,00328
11	2,31	2,38	4,168	4,4488	0,00414
12	2,05	2,13	3,308	3,5633	0,00521
13	1,83	1,9	2,626	2,8353	0,00656
14	1,63	1,71	2,082	2,2966	0,00828
15	1,45	1,53	1,651	1,8385	0,01044
16	1,29	1,37	1,307	1,4741	0,01319
17	1,15	1,22	1,039	1,1690	0,01658
18	1,02	1,09	0,8228	0,9331	0,02095
19	0,912	0,98	0,6531	0,7543	0,02640
20	0,812	0,879	0,5188	0,6068	0,03323
21	0,7229	0,785	0,4116	0,4840	0,04190
22	0,644	0,701	0,3243	0,3859	0,05315
23	0,573	0,632	0,2588	0,3137	0,06663
24	0,559	0,566	0,2047	0,2516	0,08422
25	0,445	0,505	0,1623	0,2003	0,1062

26	0,405	0,452	0,1288	0,1605	0,13458
27	0,3606	0,409	0,1021	0,1314	0,16873
28	0,3211	0,366	0,0805	0,1052	0,214
29	0,2859	0,33	0,0647	0,0855	0,266
30	0,2546	0,294	0,0507	0,0679	0,340
31	0,23	0,27	0,0404	0,0568	0,429
32	0,20	0,24	0,0320	0,0459	0,532
33	0,18	0,22	0,0254	0,0371	0,675
34	0,16	0,20	0,0201	0,0300	0,857
35	0,14	0,18	0,0160	0,0243	1,085
36	0,13	0,16	0,0127	0,0197	1,361
37	0,11	0,14	0,0100	0,0160	1,680
38	0,10	0,13	0,0080	0,0130	2,13
40	0,09	0,12	0,0063	0,0106	2,78
41	0,08	0,10	0,0050	0,0086	3,54
42	0,07	0,09	0,0040	0,0070	4,34

Quadro G.5 – Núcleos.

Tipo a/b/c [mm]	d/e/f [mm]	$V_e$ [mm <sup>3</sup> ]	$l_e$ [mm]	$A_e$ [mm <sup>2</sup> ]	$A_w$ [mm <sup>2</sup> ]	$l_t$ [mm]
E13/7/4	3,7/8,9/4,5	367	29,6	12,4	11,6	27,2
E16/8/5	4,7/11,3/5,7	756	37,6	20,1	22,3	34
E20/10/6	5,9/14,1/7	1490	46,3	32,1	34	41,2
E30/15/7	7,2/19,5/9,7	4000	67	60	90	56
E32/16/9	9,5/22,7/11,2	6140	74	83	108,5	64,4
E36/18/11	10,2/24,5/12	9720	81	120	122,6	76,4
E42/21/15	12,2/29,5/14,8	17300	97	178	178	93
E42/21/20	12,2/29,5/14,8	22700	97	234	172	100
E55/28/21	17,2/37,5/18,5	43900	124	354	250	116
E65/32/27	20/44,2/22,2	78650	147	535	435	246
E70/33/32	22/48/21,9	102000	149	683	389	230,5
E13/7/8	3,7/8,9/4,5	734	29,6	24,8	11,6	35,2
E16/8/10	4,7/11,3/5,7	1512	37,6	40,2	22,3	44
E20/10/12	5,9/14,1/7	2980	46,3	64,2	34	53,2
E30/15/14	7,2/19,5/9,7	8000	67	120	90	70
E32/16/18	9,5/22,7/11,2	12280	74	166	108,5	82,4

E36/18/22	10,2/24,5/12	19440	81	240	122,6	98,4
E42/21/30	12,2/29,5/14,8	34600	97	356	178	123
E42/21/40	12,2/29,5/14,8	45400	97	468	172	140
E55/28/42	17,2/37,5/18,5	87800	124	708	250	158
E65/32/54	20/44,2/22,2	157300	147	1070	435	300
E70/33/64	22/48/21,9	204000	149	1366	389	294,5
E13/7/12	3,7/8,9/4,5	1101	29,6	37,2	11,6	43,2
E16/8/15	4,7/11,3/5,7	2268	37,6	60,3	22,3	54
E20/10/18	5,9/14,1/7	4470	46,3	96,3	34	65,2
E30/15/21	7,2/19,5/9,7	12000	67	180	90	84
E32/16/27	9,5/22,7/11,2	18420	74	249	108,5	100,4
E36/18/33	10,2/24,5/12	29160	81	360	122,6	120,4
E42/21/45	12,2/29,5/14,8	51900	97	534	178	153
E42/21/60	12,2/29,5/14,8	68100	97	702	172	180
E55/28/63	17,2/37,5/18,5	131700	124	1062	250	200
E65/32/81	20/44,2/22,2	235950	147	1605	435	354
E70/33/96	22/48/21,9	306000	149	2049	389	358,5
E13/7/16	3,7/8,9/4,5	1468	29,6	49,6	11,6	75,2
E16/8/20	4,7/11,3/5,7	3024	37,6	80,4	22,3	94
E20/10/24	5,9/14,1/7	5960	46,3	128,4	34	113,2
E30/15/28	7,2/19,5/9,7	16000	67	240	90	140
E32/16/36	9,5/22,7/11,2	24560	74	332	108,5	172,4

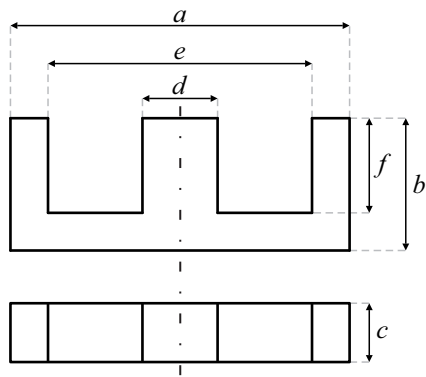


Figura G.1 – Dimensões núcleo E.

Quadro G.5 – Ferrite.

Material	$\alpha$	$\beta$	$k$	$\mu_r$
N87	1,25	2,35	16,9	1700

## APÊNDICE H – PROJETO DO COMPENSADOR

### Controle *MPPT* - Conversor *Boost* com CG

$$j := \sqrt{-1} \quad \omega := 1,5 \cdot 10^6$$

$$\text{Frequência de comutação:} \quad f_s := 160 \cdot 10^3$$

$$\text{Frequência de clock:} \quad f_{clock} := 146.8 \cdot 10^6$$

$$\text{Frequência de amostragem:} \quad f_a := 10 \cdot 10^3 \quad T_a := \frac{1}{f_a}$$

Planta para controle da tensão no módulo

$$k := -10^{\frac{34.7}{20}} = -54.325$$

$$\omega_n := 2 \cdot \pi \cdot 1000 = 6.283 \times 10^3$$

$$\xi := 0.4$$

$$\omega_0 := 2 \cdot \pi \cdot 1200 = 7.54 \times 10^3$$

$$G(\omega) := k \cdot \frac{\frac{j \cdot \omega}{\omega_0} + 1}{\frac{(j \cdot \omega)^2}{\omega_n^2} + \frac{2 \cdot \xi}{\omega_n} \cdot j \cdot \omega + 1}$$

$$G_{mod}(\omega) := 20 \cdot \log(|G(\omega)|)$$

$$G_{fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(G(\omega))$$

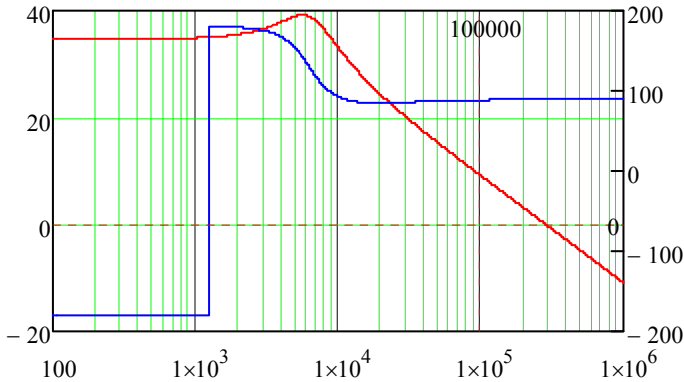


Figura H.1 -  $G_{mod}$  em vermelho e  $G_{fase}$  em azul.

### Ganho do sensor de tensão

$$k_v := \frac{1}{11}$$

### FT do FPB

$$\omega_{cf} := 2 \cdot \pi \cdot 1000 = 6.283 \times 10^3$$

$$Q := 1$$

$$FPB(\omega) := \frac{\omega_{cf}^2}{(j \cdot \omega)^2 + \frac{\omega_{cf}}{Q} \cdot j \cdot \omega + \omega_{cf}^2}$$

$$FPB_{mod}(\omega) := 20 \cdot \log( FPB(\omega) )$$

$$FPB_{fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FPB(\omega))$$



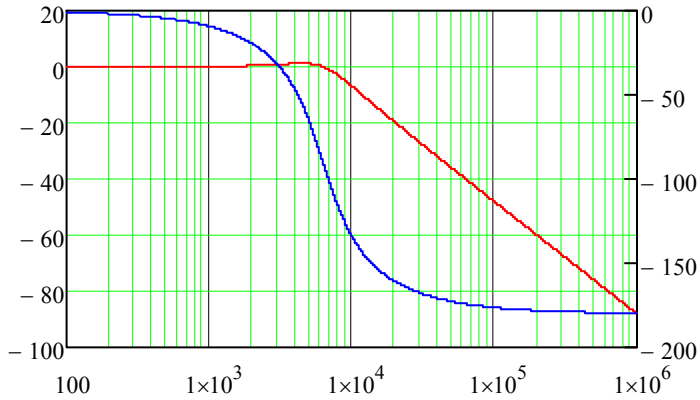


Figura H.2 -  $FPB_{mod}$  em vermelho e  $FPB_{fase}$  em azul.

Ganho do ADC:

$$k_{ADC} := \frac{2^{10} - 1}{3.3} = 310$$

FT do ZOH

$$ZOH(\omega) := e^{-j \cdot \omega \cdot T_a}$$

Ganho do PWM

$$V_{pk} := \frac{f_{clock}}{f_s} = 917.5$$

$$k_{PWM} := \frac{1}{V_{pk}} = 1.09 \times 10^{-3}$$

FT de laço aberto não-compensado

$$FTL_{ANC}(\omega) := k_v \cdot FPB(\omega) \cdot k_{ADC} \cdot ZOH(\omega) \cdot k_{PWM} \cdot G(\omega)$$

$$FTLA_{NC\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log(FTLA_{NC}(\omega))$$

$$FTLA_{NC\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_{NC}(\omega))$$

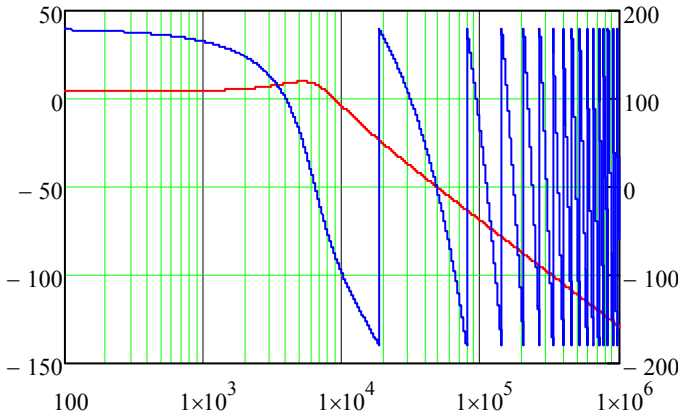


Figura H.3 -  $FTLA_{NC\_mod}$  em vermelho e  $FTLA_{NC\_fase}$  em azul.

### Projeto do compensador PI

$$\omega_{c\_comp} := 2 \cdot \pi \frac{f_s}{100} = 1.005 \times 10^4$$

$$M_\phi := 60 \cdot \frac{\pi}{180} = 1.047$$

$$\omega_z := \frac{\omega_{c\_comp}}{\tan\left(M_\phi - \frac{\pi}{2} - \arg(FTLA_{NC}(\omega_{c\_comp}))\right)} = 3.784 \times 10^3$$

$$k_c := \frac{\omega_{c\_comp}}{FTLA_{NC}(\omega_{c\_comp}) \cdot \sqrt{\omega_{c\_comp}^2 + \omega_z^2}} = 1.518$$

$$C(\omega) := k_c \cdot \frac{(j \cdot \omega + \omega_z)}{j \cdot \omega}$$

$$C_{mod}(\omega) := 20 \cdot \log( C(\omega) )$$

$$C_{fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(C(\omega))$$

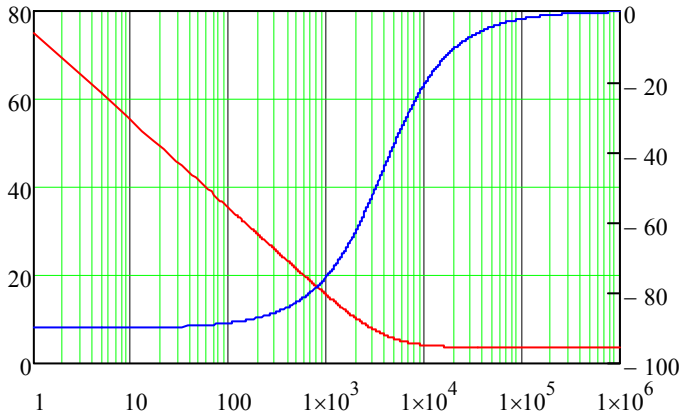


Figura H.4 -  $C_{mod}$  em vermelho e  $C_{fase}$  em azul.

### FT de laço aberto compensado

$$FTLA_C(\omega) := C(\omega) \cdot FTLA_{NC}(\omega)$$

$$FTLA_{C\_mod}(\omega) := 20 \cdot \log( FTLA_C(\omega) )$$

$$FTLA_{C\_fase}(\omega) := \frac{180}{\pi} \cdot \arg(FTLA_C(\omega))$$

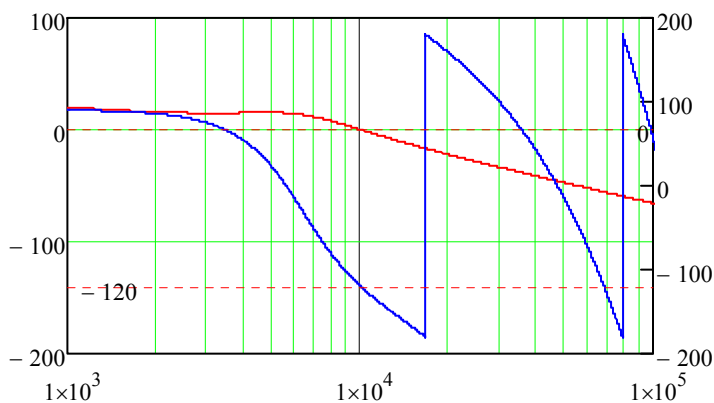


Figura H.5 -  $FTLA_{C_{mod}}$  em vermelho e  $FTLA_{C_{fase}}$  em azul.

# APÊNDICE I – ESQUEMÁTICO COMPLETO

